



(12) **EUROPEAN PATENT APPLICATION**

(43) Date of publication:
19.11.1997 Bulletin 1997/47

(51) Int. Cl. ⁶: **H01Q 3/26, H04B 7/02, H04B 1/12**

(21) Application number: **97105365.7**

(22) Date of filing: **01.04.1997**

(84) Designated Contracting States:
DE FI FR GB IT SE

(72) Inventor: **Whinnett, Nicholas**
75004 Paris (FR)

(30) Priority: **17.05.1996 GB 9610428**
17.05.1996 GB 9610357

(74) Representative:
Dearling, Bruce Clive et al
Motorola European Intellectual Property
Operations
Midpoint,
Alencon Link
Basingstoke, Hampshire RG21 7PL (GB)

(71) Applicant: **MOTOROLA LTD**
Basingstoke, Hampshire RG22 4PD (GB)

(54) **Devices for transmitter path weights and methods therefor**

(57) A receiving communication device (101) receives a reference signal transmitted through at least one of the antennas (106, 110, 112) of an antenna array of a transmitting communication device (102). The receiving communication device determines a weight to be associated with the at least one of the antennas, and

transmits weight information to the transmitting communication device. The transmitting communication device adjusts the weight associated with the at least one of the antennas according to weight information received from the receiving communication device.

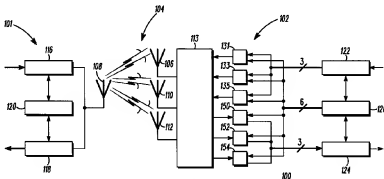


FIG.1

Description**Field of the Invention**

5 The present invention pertains to antenna arrays.

Background of the Invention

Antenna arrays have a plurality of antennas used to communicate radio frequency (RF) signals through wireless communication links. Antenna arrays provide improved performance relative to a single antenna by providing a better antenna pattern for a coverage area.

Even with an antenna array to provide an improved antenna pattern, signals communicated between communication devices are subject to interference. Buildings, hills and other objects produce multipath wave propagation, and communication devices and energy sources introduce noise, resulting in errors in the signals communicated between communication devices.

To reduce these errors, techniques have been developed to optimise the receive path of a communication device employing an antenna array. By varying the weight of the signals detected by each of the individual antennas in the array, it is possible to vary the antenna pattern to better detect signals from a particular direction or to arrange for non-destructive combination of multipath signals. These techniques adjust the weights of the antenna array signals to maximise the receive path gain by measuring the output of a receiver. However, the weights derived for the receive path does not provide optimum weights for the transmit path.

Accordingly, it is desirable to provide improved antenna array weights for a transmitter.

Summary of the Invention

A communication device includes weight circuits connected between antennas of an antenna array and a transmitter. A controller is coupled to the weight circuits and controls the transmitter to transmit a reference signal through at least one of the antennas and adjusts the weight associated with the at least one of the antennas according to weight information received from another communication device whereby the transmit path can be varied according to reference signal transmitted through the at least one antenna.

Another embodiment of the invention includes a receiving communication device receiving a signal transmitted through each of a plurality of antennas in a transmitting communication device. Circuitry calculates at least one weight for the transmitter path of the other communication device from the reference signal received from each antenna. The at least one weight is communicated to the other communication device.

A method of operating the transmitting communication device is also disclosed. A method of operating the receiving communication device is also disclosed.

Brief Description of the Drawings

FIG. 1 is a circuit schematic in block diagram form illustrating a communication system including a communication device having an antenna array.

FIG. 2 is a circuit schematic in block diagram form similar to FIG. 1 but illustrating in greater detail the transmit path weight circuits for the transmission path of FIG. 1.

FIG. 3 is a flow chart illustrating a method of setting the transmit path gains in a communication device having an antenna array.

FIG. 4 is a flow chart illustrating a method of setting the transmit path gains in a communication device having an antenna array.

FIG. 5 is a flow chart illustrating a method of operating a communication device in communication with a communication device operating according to FIG. 4.

FIG. 6 is a signal diagram for signals transmitted between communication devices.

FIG. 7 is a circuit schematic in block diagram form illustrating a communication system including two communication devices having antenna arrays.

FIG. 8 is a circuit diagram illustrating a controller for use in a communication device having an equaliser in the receive path.

FIG. 9 is a circuit diagram illustrating an alternate controller for use in a communication device having an equaliser in the receive path.

FIG. 10 illustrates the performance of the system of FIG. 8 with 4 transmit antennas compared to the case with no array for a GSM type system.

FIG. 11 illustrates the performance of the controller method of FIG. 9 compared to that of FIG. 8.

FIG. 12 is a signal diagram illustrating the reference signal when an equaliser is used in the receive path.

Description of the Preferred Embodiment

5 A communication system 100 (FIG. 1) includes a communication device 101 and a communication device 102 that communicate over communication link 104. Communication device 101 can be a wireless modem (modulator/demodulator), a cellular radiotelephone, a cordless radiotelephone, a two-way radio, a pager, a base, or any other communication device. The communication device 102 is a complementary communication device to communication device 101, and can be a wireless modem (modulator/demodulator), a cellular radiotelephone, a cordless radiotelephone, a two-way radio, a pager, a base, or any other communication device. As used herein, "communication device" refers to each of these and their equivalents.

The communication link 104 is a radio frequency wireless link which may be subject to multipath propagation. Thus, paths P1 and P2 represent two signal paths between a first antenna 106 of communication device 102 and an antenna 108 of communication device 101. Communication paths P3 and P4 extend between an antenna 110 and antenna 108. Communication paths P5 and P6 extend between an antenna 112 and antenna 108. It will be recognised that the actual number of communication paths between any one of the antennas 106, 110, and 112 and antenna 108 can be fewer or greater than two.

Communication device 101 includes a transmitter 116 and a receiver 118 connected to antenna 108. The transmitter 116 and receiver 118 are controlled by a controller 120. The transmitter 116 is implemented using any suitable commercially available transmitter for wireless communications. The receiver 118 is implemented using any suitable commercially available receiver for wireless communications. The controller 120 is implemented using a microprocessor, a digital signal processor (DSP), a programmable logic unit (PLU), or the like. The transmitter 116 and the receiver 118 are connected to antenna 108 to transmit and receive signals via the antenna.

The communication device 102 includes a transmitter 122, a receiver 124 and a controller 126. The controller 126 can be implemented using a microprocessor, a digital signal processor, a programmable logic unit, a computer or the like. The controller 126 controls the operation of transmitter 122 and receiver 124. Transmitter 122 is implemented using any suitable commercially available transmitter for wireless communications. The receiver 124 is implemented using any suitable commercially available receiver for wireless communications.

An output of the transmitter 122 is connected to transmit path weight circuits 131, 133 and 135. Each of the transmit path weight circuits is in turn connected to a respective one of antennas 106, 110 and 112 via a duplex circuit 113. The transmit path weight circuits weight the signals output by the transmitter according to a control signal received from controller 126. The signal output by the transmitter can be connected to the transmit path weight circuits 131, 133 and 135 by respective conductors, such that each receives a respective signal, or by a common conductor, such that the transmit path weight circuits all receive the same signal.

35 The input of the receiver 124 is connected to the output of the receive path weight circuits 150, 152 and 154. Each of the receive path weight circuits receives a respective signal from a respective one of the antennas 106, 110 and 112 input through duplex circuit 113.

The duplex circuit 113 can be implemented using any suitable duplex device, a switch circuit, a filter, or the like. The duplex circuit 113 connects the antennas to the transmit and receive paths to provide full duplex or half duplex operation.

40 The transmit path weight circuits 131, 133 and 135 are shown in greater detail in FIG. 2. The transmit path weight circuit 131 includes a phase shift circuit 230 and a variable gain amplifier 236. The transmit path weight circuit 133 includes a phase shift circuit 232 and a variable gain amplifier 238. The transmit path weight circuit 135 includes a phase shift circuit 234 and a variable gain amplifier 240. A fixed gain amplifier can be substituted for the variable gain amplifier if the weights only require changes in the phase of the signal. Each of the phase shift circuits 230, 232 and 234 is independently controlled, such that the antennas have independent phase signals input thereto. Each of the amplifiers is controlled independently by controller 126. Other means of adjusting the gain and phase of the signals will be recognised by those skilled in the art. For example, the signal level can be adjusted in a digital signal processor under software control and output through a constant gain amplifier.

50 The variable gain amplifiers 236, 238 and 240 are each selectively connected through a respective switch 250, 252, and 254 to a respective antenna 106, 110, and 112. The switches are connected to controller 126 to receive a transmit/receive indication signal therefrom. In the transmit mode, the switches are connected as shown in FIG. 2. In the receive mode, the antennas 106, 110 and 112 are connected to the receive path weight circuits 150, 152 and 154.

The receive path weight circuits 150, 152 and 154 each receive a control signal from controller 126. Each of the receive path weight circuits is individually controlled. The output of the receive path weight circuits 150, 152 and 154 are input to receiver 124. Controller 126 adjusts weighting factors W4, W5 and W6 according to known algorithms. Generally, the controller 126 is responsive to the output of receiver 124 to adjust each of the coefficients W4, W5 and W6 to optimise the received signal quality. The receive signal path is typically optimised by maximising the received magnitude or power or by maximising an estimate of the ratio of wanted signal to noise plus interference.

Controller 126 generates phase signals for the phase shift circuits 230, 232 and 234, and controls the gain of variable gain amplifiers 236, 238 and 240 according to predetermined values stored in a memory 160. The following tables, or "codebook" as used herein, are weights for the transmit paths including three antennas 106, 110 and 112. The gain and phase together with the equivalent complex notation are given. In these examples, $\alpha=1/\sqrt{6}$ and $\gamma=1/\sqrt{3}$. With 16 vectors, the memory 160 stores the following values for the three antennas, with the index, or vector number, on the left column and the weights W1, W2 and W3 for the three transmit path weight circuits 131, 133, and 135 in the other columns:

TABLE 1

Vector Number	w ₁ (gain,phase)	w ₂ (gain,phase)	w ₃ (gain,phase)
0	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$
1	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,-135^\circ)$
2	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$
3	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$
4	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$
5	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$
6	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$
7	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$
8	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$
9	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$
10	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$
11	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$
12	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$
13	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$
14	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$
15	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$

This table represents phase shifts only. This means that the phase of the transmit signal will be adjusted and the gain of the variable gain amplifiers 236, 238 and 240 will not be adjusted. For digital phase adjustment implementation, the complex baseband digital signal is multiplied by the above complex numbers. Since there are 2^4 vectors, four bits are required to specify the index to a vector.

A larger table of values can be employed. The following Table 2 provides 31 weight combinations.

TABLE 2

Vector Number	w_1 (gain,phase)	w_2 (gain,phase)	w_3 (gain,phase)
0	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$
1	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$
2	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$
3	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$
4	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$
5	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$
6	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$
7	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$
8	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$
9	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$
10	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$
11	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$
12	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma,-135^\circ)$
13	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma,135^\circ)$
14	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma,-45^\circ)$
15	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma,45^\circ)$
16	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$	$0+j0(0,0^\circ)$
17	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$	$0+j\beta(\beta,90^\circ)$	$0+j0(0,0^\circ)$
18	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$	$-\beta+j0(\beta,180^\circ)$	$0+j0(0,0^\circ)$
19	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$	$0-j\beta(\beta,-90^\circ)$	$0+j0(0,0^\circ)$
20	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$	$0+j0(0,0^\circ)$	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$
21	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$	$0+j0(0,0^\circ)$	$0+j\beta(\beta,90^\circ)$
22	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$	$0+j0(0,0^\circ)$	$-\beta+j0(\beta,180^\circ)$
23	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$	$0+j0(0,0^\circ)$	$0-j\beta(\beta,-90^\circ)$
24	$0+j0(0,0^\circ)$	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$
25	$0+j0(0,0^\circ)$	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$	$-\beta+j0(\beta,180^\circ)$
26	$0+j0(0,0^\circ)$	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$	$0+j\beta(\beta,90^\circ)$
27	$0+j0(0,0^\circ)$	$\beta+j0(\beta,0^\circ)$	$0-j\beta(\beta,-90^\circ)$
28	$1+j0(\gamma,0^\circ)$	$0+j0(0,0^\circ)$	$0+j0(0,0^\circ)$
29	$0+j0(0,0^\circ)$	$1+j0(\gamma,0^\circ)$	$0+j0(0,0^\circ)$
30	$0+j0(0,0^\circ)$	$0+j0(0,0^\circ)$	$1+j0(\gamma,0^\circ)$

In this table, $\beta=1/\sqrt{2}$, and the gains and phases are both adjusted with the transmit path to some of the antennas sometimes being completely disabled where the gain values are 0. Five bits (2^5 different vectors) are required to specify an index to a vector. The tables are provided by way of example, and are not exhaustive. Tables having other sizes can be defined, and different tables with the same number of entries can be used.

Each of the gain and phase values produces a different antenna pattern. By changing the gains of the variable gain amplifier, and the phases, the antenna pattern can be changed. By changing the antenna pattern, the antenna array can provide better performance to remote communication devices located in different geographic locations within the

coverage area of a base, or better position a remote communication device to communicate with a base station.

In operation, the controller 126 sets the weights of the transmit path W1, W2, and W3 according to predetermined values upon initially establishing a communication link with communication device 101, as indicated in block 300 (FIG. 3). For example, the initial weights can be the last weights W1, W2 and W3 from the previous connection, the initial weights can be the weights corresponding to the antenna pattern having the widest coverage area, or the weights W4, W5 and W6 calculated for the receive path can be used as the initial weights W1, W2, and W3 for the transmit path. The antenna weights can set the gains of variable gain amplifiers 236, 238, and 240 and the phases of phase shift circuits 230, 232 and 234, or only the phases of the phase shift circuits can be set.

During communication, information packets are transmitted by transmitter 122 to communication device 101, as indicated in block 302. The other communication device 101 receives the signals transmitted from transmitter 122 and transmits back an acknowledgement signal (ACK) or a non-acknowledgement signal (NACK), depending upon whether the signal was received accurately, as is known in the art. Typically a checksum or cyclical redundancy check (CRC) data is transmitted with each information packet. If the CRC or checksum is not produced from the information packet actually received, the NACK signal is transmitted to receiver 124.

If the controller 126 receives an acknowledgement signal, as detected in block 304, the next information packet is transmitted. If an error signal, such as a NACK, is received from communication device 101, as detected at block 306, the controller 126 selects new antenna weights W1, W2, and W3, in block 308. This changes weights W1-W3 such that the antenna pattern is altered. The new weights can be the weights associated with the next Vector Number in the codebook stored in memory 160, as represented in Tables 1 or 2.

The controller 126 determines whether the next antenna pattern is one that was recently subject to an error signal from the other communication device 101 (e.g., a NACK was received from the other communication device when the new antenna weights was last employed), in decision block 310. A predetermined time period can be set in the controller 126. The controller 126 will not permit weights to be selected if it was subject to an error signal within this predetermined time period. This prevents the controller 126 from rapidly cycling through patterns when the connection quality is such that none of the weights provides an error free connection.

If an error message was received, the controller 126 controls transmitter 122 to retransmit the information, in decision block 312. The controller 126 then returns to the block 304 to await an acknowledgement signal or an error signal from the other communication device.

It will be recognised that the decision blocks 304 and 306 could be executed by an interrupt initiated by an error signal that occurs during ordinary transmission processes. Thus, buffering of packets, with coding and interleaving between them, as well as modulation and transmission, can be an ongoing process of the communication device 102. Upon detection of an error signal, such as a NACK, the controller 126 interrupts the transmission briefly to change the weights W1, W2 and W3. The transmission process will then resume.

It will also be recognised that the weights W4, W5 and W6 will be adjusted by controller 126 based upon the signals output by receiver 124. Such methods of weighting are well known in the art.

The present invention is particularly advantageous in communication systems where the transmit and receive paths have different frequencies, such as the GSM communication system. In such environments, the weights of the receive path by receive path weight circuits 150, 152 and 154, is not necessarily indicative of the optimum weights for the transmit path by transmit path weight circuits 131, 133 and 135. This is due to propagation delays, interference, and other frequency sensitive phenomena.

Another important consideration is the rate at which the communication devices 101 and 102 are moving relative to one another. If a communication device 101 is travelling rapidly, and the communication device 102 is stationary, the propagation paths P1 - P6 will change quickly. At other times, communication devices 101 and 102 may not be moving relative to one another. This is true in pedestrian situations, which is where a cellular phone user is standing still or walking during a phone call. The paths P1 - P6 will change at a slow rate, or not at all, in such pedestrian situations.

One or both of the communication devices 101 and 102 can advantageously determine the rate at which communication devices 101 and 102 are moving relative to one another. For example, Doppler measurements can be used to determine the rate of change. The controller 126 uses the rate of change information to determine whether to change the phase and amplitude settings. More particularly, the present invention is particularly advantageous where the communication devices 101 and 102 are slowly moving or are not moving relative to one another because in these situations the delay in receiving a NACK will cause least detriment to the performance. In these situations, selection of the antenna pattern can have a substantial impact on the performance of the telephone during the call. This is due to the fact that the antenna pattern that will best service the user will not change. Additionally, a bad antenna pattern will likely remain undesirable throughout the call.

In the situation where the communication device 101 is in a vehicle travelling at a high velocity, the weights creating an antenna pattern that best services the communication device 101 may change rapidly. Accordingly, altering the antenna pattern each time an error signal is received may not result in a substantial improvement in the performance of the communication system 100. Additionally, weights that do not work well one instant may be the best choice seconds later, which could result in rapid switching of weights W1, W2, and W3. The influence of velocity of course

depends on the design of the system, in particular the delay between transmission of a packet and receiving a NACK.

The memory 160 storing the gain and phase values can store a table of most recently used antenna patterns. Those patterns which resulted in an error indication are preferably not used for a predetermined time period. The predetermined time period is preferably adjustable according to the rate at which the communication devices 101 and 102 are moving relative to one another. Thus, where communication devices 101 and 102 are not moving apart, the time period can be equal to the entire connection time of communication devices 101 and 102. Alternatively, where communication devices 101 and 102 are moving rapidly relative to one another, the time period can be very short, or zero. In any case, the predetermined time period should be greater than the correlation time of the channel to prevent reselection of a weight vector which previously resulted in an error and which could still provide poor performance if the channel has not changed much.

An advantage of the above embodiment is that the communication device 101 changes the weights without the assistance of other communication devices. Accordingly, the weight adjusting circuit can be implemented in existing systems without having to update existing equipment.

According to another embodiment, a signal is transmitted by communication device 102 to determine the weights for transmit path weight circuits 131, 133 and 135 where the determining takes place at a communication device 101. This embodiment will now be described with reference to FIGs. 4 and 5. The controller 126 controls the transmitter 122 to generate a reference signal applied to antenna 106, as indicated in block 400. The reference signal can be a tone or any other suitable signal.

The reference signal is applied to antenna 106 by controlling the gain of variable gain amplifiers 238 and 240 to have a gain of zero and controlling variable gain amplifier 236 to have a non zero gain. The controller 126 controls transmitter 122 to output a tone signal to antenna 110, as indicated in block 402. To supply the tone only to antenna 110, only the gain of variable gain amplifier 238 has a non zero value. The controller 126 controls transmitter 122 to output a tone signal to antenna 112, as indicated in block 404. To supply the tone only to antenna 112, only the gain of variable gain amplifier 240 has a non zero value.

Thus a predetermined tone is input to each of the antennas at different times. Alternately, a different frequency signal can be simultaneously input to each antenna 106, 110, and 112, or signals having different codes can be simultaneously input to each antenna. However, by any of these three means, the signal applied to each antenna must be distinguishable by communication device 101.

It will be recognized that the transmitter 122 can be connected to transmit path weight circuits 131, 133 and 135 through respective conductors of a bus extending from transmitter 122 to transmit path weight circuit 131, 133 and 135. This permits different signals generated by the transmitter 122 for each of the antennas to be individually applied to the transmit path weight circuits.

Controller 126 waits to receive weight signals at receiver 124, as indicated in decision block 408. The controller 126 can alternately be interrupted from standard transmission operation when the weight signals are received. In either case, when new weights are received from communication device 101, the controller 126 changes the weights of the transmit path weight circuits 131, 133 and 135 to the values received from communication device 101, as indicated in block 410. If the index is received from communication device 101, then the controller 126 selects the weights associated with the index from the codebook in memory 160 and controls the transmit path weight circuits 131, 133, and 135 accordingly.

The operation of the communication device 101 will now be described with reference to FIG. 5. The controller 120 receives the reference signals transmitted via each of antennas 106, 110 and 112 in blocks 500, 502 and 504. Although the signals associated with the respective antennas 106, 110 and 112 are separated in time, as described above with reference to FIG. 4, they could alternately be identified by their frequency if they have different frequencies, or by their code if they have different codes. The controller 120 thus identifies the reference signal transmitted by each antenna.

The controller 120 calculates the optimum weights for the transmit path weight circuits 131, 133, and 135 based upon the received signal levels for each of the antennas 108, 110 and 112, as indicated in block 506. The optimum weight vector can be calculated from the received signal gain and phase. The complex conjugate of the complex representation of the estimated gain and phase from each antenna can be used as the weight for each antenna. The estimated gain and phase for each antenna is obtained in the controller 120 by correlation of the reference signal received with a local copy of the predetermined reference signal stored in controller 120. The result of the correlation between these signal indicates the estimated gain and phase of the transmission path from each of antennas 106, 110 and 112.

Alternately, the codebook can be used to choose a preferred weight vector from the candidate list. This can be done by selecting the vector from the codebook that is closest to the optimum weight vector as calculated from the complex conjugate of the estimated received phase and gain. Alternatively, the preferred weight vector is chosen to maximise the received signal power at the receiving communication device.

The weights from the codebook maximising the power can be calculated. As already mentioned, the gain and phase of the reference signal sent from each antenna is estimated in the receiver by correlation with a known local copy of the reference signal originally transmitted. The weight vector is then selected as follows:

$$t = |\underline{w}_0^T \underline{c}_i|$$

$$\text{index} = 0$$

do k=1 to K-1

if $|\underline{w}_k^T \underline{c}_i| > t$ then

index = k

$t = |\underline{w}_k^T \underline{c}_i|$

end if

end do

where the estimated gain and phase of the signal received from the i'th antenna (antenna 1, antenna 2 and antenna 3) is represented in complex notation by c_i , and the set for all antennas by the vector \underline{c} ; and the k'th weight vector in the predetermined list is \underline{w}_k , where there are K vectors in the list stored in memory 160 of communication device 102 and in controller 120 of communication device 101. $|\cdot|$ represents the magnitude of the complex number \cdot . Also \cdot^T represents the transpose of vector or matrix \cdot where the rows and columns are interchanged.

This method multiplies the weights \underline{w}_k of each vector in the index codebook and the weight and gain estimate for each antenna c_i , and adds the result to generate a temporary amplitude measurement t for the particular weights. This is an estimate of the amplitude of the signal which would be received if the particular weights were applied at the transmitter. The index associated with the largest t (the highest estimated amplitude at the receiver) is selected as the optimum weight for the transmit path of communication device 102. The index associated with the optimum weights are then sent back to communication device 102, as indicated in block 508.

Simulations show that the codebook approach requires less capacity overhead on the downlink than a quantisation approach of the complex conjugated received gain and phase when appropriate normalisation and candidate vector distributions are used. In addition, the codebook entries can be selected to provides the following benefits. By selecting weights such that signals are emitted through more than one of the antennas, a single antenna transmit path is not required to pass all of the power. This provides a restriction on individual amplifier peak power requirements for the transmit circuitry in each path providing both a cost and size benefit relative to a system where it is possible that one of the transmit paths may have to pass all the power.

Additionally, the lookup table, or codebook, can be used to facilitate error protection coding, such as checksums or CRC information. The error protection coding can be saved with the index information, and transmitted without requiring calculation of the error protection coding. This reduces the complexity of the transmitter error protection encoding.

Another advantage of the lookup table is that candidate weight vectors evaluated at each frame time can be those closest to the weight vector for the most recent frame. This reduces the search complexity for pedestrian environments where slow speeds cause the optimum weight vector to change slowly, as the previous weights are likely to remain a good choice. However, the controller can also consider all the weights in the codebook if the weights closest to the weights of the previous selection are unsatisfactory.

Where the codebook is used, the communication devices 101 and 102 must have the same values. This can be accomplished by downloading the codebook from one of the communication devices to the other communication device. Alternately, another method could be provided to verify that the vector number values are the same in both communication devices.

With reference to FIG. 6, it can be seen that both an information packet and the reference signals are transmitted from communication device 102 to communication device 101. The reference signals are sent separately from each antenna, one after the other. There is a delay from the time that the information is processed in communication device 101 to calculate the coefficients and the time that the weight vector specified in communication device 101 is used by communication device 102. The communication device 102 then transmits an information packet using the weights received from the communication device 101.

Each time an information packet is transmitted, the reference signals are communicated from the antennas 106, 110 and 112, and new weights calculated for the next packet in communication device 101. In order to minimise effects

of delay in the feedback system, the reference signals can be positioned non contiguous with the information packets such that the reference signals are closer to the information packet sent by communication device 102 using the coefficients. Alternatively, the reference signals can be positioned in the information packet. Using either method to minimise or eliminate the delay helps avoid problematic communications resulting from changes in the channel occurring after the reference signals are communicated.

It is also envisioned that the controller 120 can interpolate weights for the antenna from the weights generated from reference signals transmitted with two packets of information. By generating the coefficients from two consecutive, spaced reference signals, changes in the characteristics of the transmission paths can be taken into account in determining the best signal pattern.

A transmit mode of a digital cellular telephone system 700 (FIG. 7) includes a first communication device 702 and a second communication device 704. Communication device 702 includes an antenna array 706 and communication device 704 includes an antenna array 708. The antenna arrays are interconnected by a plurality of signal paths represented by P. The communication devices 702 and 704 can be two-way radios, a radiotelephone and a base, or the like.

The communication device 702 includes a controller 714 which outputs speech and data signals as well as control signals to select the weights W1, W2 and W3 in the transmit path. The speech and data signals are input to a coding and modulation circuit 716. The weight control signals are input to a gain and phase shift circuit 718, which couples the amplitude and phase control signals from controller 714 to variable gain amplifiers 720-722 and phase shift circuits 724-726. The transmission signals are input to phase shift circuits 724-726 via a framing and reference generating circuit 723.

The framing and reference generating circuit 723 frames data and speech for transmission and couples reference signals to the phase shift circuits 724-726, one for each of antennas 728-730. Respective base band signals are formed by framing and reference generating circuit 723, one for each antenna, and the appropriate phase shift is applied to each by phase shift circuit 724-726.

The phase shift circuits 724-726 are provided digitally by a multiplier, such that the complex values from the codebook can be multiplied by the output of the framing and reference generating circuit to produce the phase shift. The phase shifted signals are converted to analogue signals in a digital-to-analogue converter circuit 732. The frequency of the analogue signals is increased in an up converter 734-736, and the higher frequency signals are amplified in the variable gain amplifiers 720-722. The gain of the variable gain amplifiers 720-722 is selected according to the weights for each antenna. Thus, the transmit path weight circuit in the transmit path comprises phase shift circuits 724-726 and variable gain amplifiers 720-722. Although 3 phase shift circuits are shown in this example, in practice it would only be necessary to implement two since the absolute phase does not matter, only the relative phases of the three transmit path weight circuits.

The receive path of communication device 702 includes down converters 740-742 for reducing the frequency of the signals received from antennas 728-730, respectively. The down converted signals are input to an analogue-to-digital converter circuit 744, which outputs respective digital signals from each of the signals output by the down converters. The digital signals are demodulated in a receiver processor 750.

The communication device 704 includes a controller 752 which outputs speech and data signals as well as control signals to select the weights W1, W2 and W3 in the transmit path. The speech and data signals are input to a coding and modulation circuit 754. The weight control signals are input to a gain and phase shift circuit 756, which couples the amplitude and phase control signals from controller 752 to variable gain amplifiers 758-760 and phase shift circuits 762-764. The transmission signals are input to phase shift circuits 762-764 via a framing and reference generating circuit 766. The framing and reference generating circuit 766 frames data and speech for transmission and couples reference signals to the phase shift circuits 762-764, one for each of antennas 768-770. Respective base band signals are formed, one for each antenna, and the appropriate phase shift is applied to each by phase shift circuits 762-764. The phase shifted signals are converted to analogue in a digital-to-analogue converter circuit 772. The frequency of the analogue signals is increased in up converters 774-776 and higher frequency signals are amplified in the variable gain amplifiers 758-760. The gain of the variable gain amplifiers is selected according to the weights for each antenna.

The receive path of communication device 704 includes down converters 780-782 for the signal from antennas 768-770, respectively. The down converted signals are input to an analogue-to-digital converter circuit 784, which outputs respective digital signals from each of the signals output by the down converters. The digital signals are demodulated in a receiver processor 790.

The communication devices 702 and 704 are illustrated as being identical as the transmit path can be from communication device 702 to communication device 704 or from communication device 704 to communication device 702. However, the communication devices 702 and 704 can be different, such that communication device 702 is a base station and communication device 704 a radiotelephone, for example. It will be recognised that in the case of a base, the transmit path will also include a multiplexer to combine signals for multiple simultaneous users. The receive path of a base will also include a demultiplexer, to separate the signals from different simultaneous users.

Calculation of the optimum weights for the transmit path will now be described for transmission from communication device 702 to communication device 704, although the description applies equally for communications from communi-

cation device 704 to communication device 702. Although the communication devices 702 and 704 have three antennas, the description applies equally to systems having other numbers of antennas, and thus applies generally to a system having I antennas in the transmit path of the transmitting communication device and N antennas in the receive path of the receiving communication device. For communications from communication device 702 to communication device 704, I equals 3 and N equals 3.

The estimated gain and phase of the signal received at the n'th receiver antenna from the i'th transmitter antenna is represented (in complex notation) by $c_{i,n}$ and the set for all combinations by the matrix C (with N rows and I columns). The estimated gain and phase at the antennas 768-780 which would be produced by a transmitter weight vector \underline{w} is then given by $\underline{C}\underline{w}$. The weight vector is selected from the codebook as follows:

$$\begin{aligned}\underline{y} &= \underline{C}\underline{w}_0 \\ t &= \underline{y}^H \underline{y} \\ \text{index} &= 0\end{aligned}$$

do k=1 to K-1

$$\begin{aligned}\underline{y} &= \underline{C}\underline{w}_k \\ p &= \underline{y}^H \underline{y}\end{aligned}$$

if p > t then
index = k
t = p

end if

end do

The controller 752 of communication device 704 uses this method to calculate the vectors \underline{y} by multiplying the matrix C by a weight vector \underline{w}_0 , which is the first weight vector in the codebook. An initial value t is calculated from the vector \underline{y} derived from \underline{w}_0 . This value of t represents an estimate of the amplitude of the signal which would be obtained at the receiver with weight vector \underline{w}_0 at the transmitter and maximum ratio combining of the signals at the receiver. Maximum ratio combining is a well known technique of combining signals from multiple antennas. Vectors \underline{y} are derived from C and each vector \underline{w}_k of weights. The estimated magnitude p for each weight from the codebook is calculated by multiplying \underline{y} and the Hermitian transform of \underline{y} for that weight vector. The index k associated with the highest value p so measured in controller 752 is sent back to the transmitting communication device 702. The controller 714 controls the variable gain amplifiers 720-722 and phase shift circuits 724-726 to have the weights corresponding to the index number transmitted.

The controller 752 thus estimates the performance at the output of receiver processor 790. The output of the receiver processor 790 is derived from the combined output of antennas 768-770 of antenna array 708. This estimate is also based upon weights of the receive path determined by the controller 752.

As mentioned, a maximum ratio combiner is employed for the receiver. Other optimisation techniques such as optimum combining could be substituted particularly when it is desirable to reduce the effects of interference. Optimum combining is a known technique. Instead of maximising received amplitude or power, the controller 752 ratio could maximise the ratio of wanted signal to interference plus noise.

Embodiments will now be described wherein the receiving communication device includes an equaliser 820. In these embodiments, the description is for a receiving communication device including a single antenna and a transmit-

ting communication device having multiple antennas, as illustrated in FIGs. 1 and 2.

In these embodiments, a reference signal is employed to determine the weights and to calculate settings for an equaliser 820 in the receive path. It is known to transmit a reference signal to a receiving communication device to be used by the receiving communication device in setting an equaliser 820. In existing systems, the reference signal is selected to simplify the setting of the coefficients.

However, the inventors have discovered that where the transmitting device includes an antenna array and the receiving device includes an equaliser, the reference signal transmitted can be selected to reduce transmission overhead for reference signals while maintaining large gains with an antenna array.

The present invention requires transmission of multiple reference signals, one for each antenna in the array. Where communication device 101 is a base and communication device 102 is a radiotelephone, it is advantageous to use a signal which minimises transmitting overhead for selecting the weights in the transmit path of communication device 102 without concern for the resource requirements in the communication device 101 that is a base. The communication device 101 that is a base will have sufficient capability to execute difficult computations in selecting the equaliser 820 values, whereas it is advantageous to minimise the energy requirements in the communication device 102 to prolong battery life.

If on the other hand the communication device 101 is mobile and the communication device 102 is a base, it is desirable to minimise the requirements of communication device 101. The transmission requirements are not as critical to the base as it can broadcast a signal without concern for battery life. The greater concern is the drain on the resources of the portable communication device while calculating values for the equaliser 820 in its receive path. Accordingly, if the communication device 101 is a portable communication device, it is desirable that the reference signal simplify calculation of the equaliser settings. Therefor, it is envisioned that different signals can be employed for the reference signal depending upon which of the communication devices 101 or 102 is portable in communication systems such as a radiotelephone networks.

If the communication device 101 is a radiotelephone, the reference signal which simplifies calculation of the equaliser settings is a portion of modulated data such as is used in systems like GSM, for example. The reference signals are shown in FIG. 12. As shown in FIG. 12, the reference signals are separated in time with sufficient separation to allow for multipath delay. The beginning and end of the reference signals is characterised by a period of ramping so that the power does not change instantaneously.

To minimise overhead, the reference signals are used both for synchronisation, equaliser setting, and for weight vector selection. In addition, to further reduce overhead, the reference signals are designed and employed differently to those usually employed in TDMA systems (e.g. in TETRA and GSM). For weight vector selection with an equaliser setting, a codebook approach is employed.

A controller circuit 800 including an equaliser setting circuit 802 is illustrated in FIG. 8. This controller can be used in communication device 702 or 704, or both, and is employed when one or both of the communication devices has an equaliser. The controller circuit 800 includes a reference signal processor circuit 804 which processes received signals to calculate the antenna weight at another communication device having an antenna array. A weight vector selection circuit 806 uses weight index stored in a codebook 808, which is the index of weights such as Table 1 or Table 2. The weight vector selection is input to the equaliser setting circuit 802 and a binary format and coding circuit 812. The binary format and coding circuit outputs information for transmission to the other communication device.

The transmitting communication device sends both information signals and reference signals as illustrated in FIG. 6. The reference signals are sent separately from each antenna. In order to minimise effects of delay in the feedback system, the reference signals are preferably noncontiguous with the information packets. Additionally, where the receiving communication device has an equaliser, and the equaliser and transmit path weights for an antenna array are set using the same reference signal, the signal for each antenna is preferably separated by time as opposed to being distinguished by frequency or code.

A method by which the weight vector is found independently of the equaliser setting, and then the receiver equaliser settings are determined from the weight vector, is first described. This method applies when the reference signals are chosen to minimise overhead, as is likely when communication device 101 is a base. The method uses values preset in the communication device. The matrix X is stored in the communication device at the time the communication device is manufactured, activated, or when it is being used in a new system. The matrix is calculated as follows:

$$X = (Y^H Y)^{-1} Y^H$$

where

$$Y = \begin{pmatrix} \underline{r} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \underline{r} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \underline{r} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \underline{r} \end{pmatrix},$$

and \underline{r} is a column vector of the known reference signal waveform, and Y^H is the Hermitian transform of Y . The reference signal processor circuit 804 (FIG. 8) calculates and stores the correlation matrix R of the reference signals:

$$R = \sum_i s_i s_i^H$$

where s_i is the reference signal received from the i 'th antenna and s_i^H is the Hermitian transform of the reference signal received from the i 'th antenna.

The weight vector selection circuit 806 then performs calculations for each of the indexes in the codebook 808 to maximise the power signal p , where

$$p = \underline{w}^H R \underline{w}$$

\underline{w} represents a candidate weight vector, and \underline{w}^H represents a Hermitian transform of the candidate weight vector. The index of weights producing the largest value of p is thus selected. The index of the selected weight vector is then transmitted to the handset via the binary format and coding circuit 812.

The coefficients are then calculated from the selected weight vector. For example, in for a Maximum Likelihood Sequence Estimator (MLSE) equaliser, the equaliser coefficients are generated from settings derived in the equaliser setting circuit 802 as follows. First the vector y_i which is an estimate of the signal that would be received if the reference signal is sent simultaneously from all antennas with the selected weights, is calculated as follows:

$$y_i = \sum_j s_j w_j^*$$

where w_j is the j 'th element of the selected weight vector. A channel estimate \underline{h} , from which is extracted the equaliser settings, is calculated as follows:

$$\underline{h} = (X y) \otimes \underline{m}$$

where \underline{m} is the modulation impulse response of a filter (not shown) in the transmitting communication device, and where \otimes denotes convolution.

This vector \underline{h} is used for symbol timing synchronisation after which the equaliser settings are extracted in a suitable manner as is known to those skilled in the art. Complexity is minimised by precomputing as many quantities as possible.

The equaliser settings for an information packet are found at the same time as the weight vector selection for the information packet. In some circumstances there may be significant delay in the feedback path. This affects both the accuracy of the weight vector selection and the equaliser setting. In an alternative method, the equaliser settings for one packet are found from reference signals which are used to derive weight vectors for the next information packet. This reduces delay in the establishment of the equaliser settings, and is possible where the weight selection and equaliser settings are independent.

The reference signals that minimise overhead are a portion of modulated data with properties such that the inverse $(Y^H Y)^{-1}$ shown above is well conditioned. As shown in FIG. 12 the reference signals will be separated in time with sufficient separation to allow for multipath delay. The beginning and end of the reference signals is characterised by a period of ramping so that the power does not change instantaneously, in the same way as in bursts of TDMA systems today.

According to another embodiment, the weight vector is found jointly with the equaliser settings. This method also

applies when the reference signals are chosen to minimise overhead, that is likely when communication device 101 is a base. This approach is desirable when the equaliser length is such that the equaliser can not capture all multipath propagation. This approach employs a controller circuit 900 architecture depicted in FIG. 9. The controller circuit 900 can also be used with an MLSE equaliser. A weight vector selection and equaliser setting circuit 902 uses the quantities:

$$\mathbf{X} = (\mathbf{Y}^H \mathbf{Y})^{-1} \mathbf{Y}^H$$

where

$$\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} \underline{r} & 0 & . & 0 & 0 \\ 0 & \underline{r} & . & 0 & 0 \\ 0 & 0 & . & . & . \\ . & . & . & \underline{r} & 0 \\ 0 & 0 & . & 0 & \underline{r} \end{pmatrix},$$

and \underline{r} is a column vector of the known reference signal waveform.

These values are pre-computed and stored in the controller 752 as described briefly above. Another known impulse sequence is \underline{z} , which is defined such that when \underline{z} is filtered by a modulation filter (a filter, not shown, in the transmit path of communication device 702) having an impulse response \underline{m} (such as a raised cosine filter), the resulting waveform is \underline{r} . Before the codebook 808 values are used, the following quantities are computed and stored:

$$\underline{c}_i = (\mathbf{X} \underline{s}_i) \otimes \underline{m},$$

$\mathbf{R} = \sum_i \underline{s}_i \underline{s}_i^H$ where \underline{s}_i is the reference signal received from the i 'th antenna.
 index = 1, min_error=1,000,000.0
 p_threshold = a number between 0.0 and 1.0 such as 0.7.

where \underline{c}_i is a vector of coefficients representing components of the combined filter and channel responses from the i 'th transmit antenna, \underline{m} is the modulation impulse response of the transmit path filter (not shown), and \otimes denotes convolution. The initial value for the minimum error is selected to be large. The p_threshold value is selected to limit the number of calculations that must be performed. Thus, only those weights having the highest power measurements are considered. The value 0.7 corresponds to having only the top 30% considered. The inventors have found that the fewest errors occur when the signal is strong, though not necessarily when it is the strongest. A larger, or smaller percentage, of the weight candidates can be considered.

The codebook calculations for J candidate weight vectors are then performed as follows:

do j = 1 to J

$p = \underline{w}^H \mathbf{R} \underline{w}$ where \underline{w} is the candidate weight vector

if $p > p_threshold$

calculate "error"

if error < min_error then

min_error = error

```

index=j
end if

```

```

end if

```

```

end do loop

```

The equaliser setting circuit 902 first measures the power and determines if the power is above the threshold. For those power measurements above the threshold, the error is calculated using equaliser settings calculated for the weight vector. For an MLSE equaliser, the "error" is calculated at each iteration as follows:

candidate impulse response $\hat{h} = \sum_i \hat{w}_i^* w_i$

"error" = $|\hat{h} \otimes \underline{z} - \underline{x}| / \|\underline{x}\|$

where \underline{x} is a vector with components $x_i = \hat{w}_i^* \hat{s}_i$, $\|\cdot\|$ represents vector norm, \hat{h} represents the candidate equaliser settings which are extracted from \hat{h} during the symbol timing synchronisation process, which synchronisation process as already described is known to those skilled in the art of equalisation, and w_i^* is the complex conjugate of w_i . This process maximises the quality level by determining the values of \hat{h} and \hat{w} that minimise the errors, as opposed to detecting the weights that maximise the power of the received signal. The "error" is a quality estimate of a signal output by the equaliser.

The index of the selected weight vector is then processed for transmission to the handset by the binary format and coding circuit 812. The equaliser settings are used to set coefficients in the equaliser 820.

FIG. 10 shows the performance of the system of FIG. 8 with 4 transmit antennas compared to the case with no array for a GSM type system, with a 2 symbol delay spread channel and at pedestrian speeds. The graph shows Bit Error Rate (BER) versus the ratio of Energy per bit to noise power density (Eb/No) in decibels (dB). Curve 1000 is the performance with no error protection coding with no array, and should be compared to curve 1002 which is the corresponding uncoded performance with an array. Gains of the order of 7 dB are achieved which allows a very considerable increase in talk time or capacity within a mobile radio system. Curve 1001 is the performance with error protection coding with no array, and should be compared to curve 1003 which is the corresponding coded performance with an array. Gains of the order of 7 dB are again achieved. The overhead savings on both reference signals and weight specifiers are more than 20 % over more conventional reference signal design and over weight vector quantisation, as opposed to codebook schemes.

FIG. 11 shows the performance of the controller method of FIG. 9 compared to that of FIG. 8 in a particular case where it is not appropriate to estimate array settings and equaliser settings independently. Curve 1005 represents the performance with no error protection coding for the method of FIG. 8, which should be compared to the curve 1006 representing the uncoded performance for the method of FIG. 9. Curve 1007 represents the performance with error protection coding for the method of FIG. 8 which should be compared to the curve 1008 representing the coded performance for the method of FIG. 9. In this case, the circuit of FIG. 9 offers performance benefits in good signal conditions.

Thus it can be seen that the transmit path weights for an antenna array can be adjusted to improve the gain of the transmit path. The transmit path weights can be set independently of the receiving communication device. Alternatively, the receiving communication device can select the weights based upon a reference signal received from the transmitting communication device. A codebook can be employed to facilitate the process of selecting weights. Where the receiving communication device includes an equaliser, equaliser settings and weights can be calculated from the same reference signal thereby minimising transmission overhead.

Claims

1. A method of generating weights in first communication device for a transmit path in a second communication device, the transmit path in the first communication device including an antenna array having antennas the method comprising the steps of:

- receiving a reference signal at a second communication device that was sent via at least one of the antennas of the antenna array
calculating at least one weight for the transmit path in the second communication device; and
transmitting the at least one weight from the second communication device to the first communication device.
2. A method as claimed in Claim 1, wherein the step of calculating includes calculating a complex conjugate of an amplitude and phase of the reference signal received at the second communication device.
 3. A method as claimed in Claim 2, wherein the step of calculating includes selecting the at least one weight from a set of predetermined weights, wherein the at least one weight selected is a weight closest to the complex conjugate.
 4. A method as claimed in Claim 3, wherein the step of transmitting includes transmitting an index corresponding to the at least one weight.
 5. A method as claimed in Claim 1, wherein the step of calculating includes deriving a signal measurement estimate for the at least one weight from a set of predetermined weights, and selecting the at least one weight from the signal measurement estimate.
 6. A method as claimed in Claim 3 or 5, wherein the set of predetermined weights are selected based upon a previous weighting.
 7. A method as claimed in Claim 1, further including the step of receiving a set of weights from the second communication device and selecting the at least one weight from the set of weights received from the second communication device.
 8. A method as claimed in Claim 3, 5 or 7, wherein the step of selecting includes estimating the performance of the transmit path at the combined output of the antenna array at the first communication device.
 9. A method as claimed in Claim 1, wherein the at least one weight is determined in a receiver of the first communication device.
 10. A method as claimed in Claim 7, wherein indexes in the set of weights include stored error protection coding, and the step of transmitting includes transmitting an error protection coded index.
 11. A method of operating a communication device to set at least one weight in transmit paths associated with antennas of an antenna array, comprising the steps of:
transmitting a reference signal through each of the antennas in the antenna array;
receiving weight information for each of the antennas; and
setting a weight in at least one of the transmit paths associated with the antennas according to the weight information received.
 12. A method as claimed in Claim 11, wherein the weight information includes phase information.
 13. A method as claimed in Claim 11 or 12, wherein the weight information includes amplitude information.
 14. A method as claimed in Claim 11, wherein the weight information includes an index number corresponding to weights for the transmit paths.
 15. A method of weighting a transmit path of a first communication device, the transmit path between a transmitter and an antenna array of the first communication device, the antenna array including a plurality of antennas, the method comprising the steps of:
transmitting a reference signal to a second communication device via the antennas in the antenna array;
calculating in the second communication device at least one weight for the transmit path;
transmitting weight information, according to the at least one weight calculated, from the second communication device to the first communication device; and
setting at least one weight in the first communication device according to weight information received from the

second communication device.

16. A method as claimed in Claim 15, wherein the step of calculating includes calculating at the second communication device a complex conjugate of an amplitude and phase change during transmission of the reference signal to the second communication device.
17. A method as claimed in Claim 16, wherein the step of calculating includes selecting the at least one weight from a set of predetermined weights, wherein the at least one weight selected is a weight in the predetermined set that is closest to the complex conjugate.
18. A method as claimed in Claim 17, wherein the step of transmitting includes transmitting an index corresponding to the at least one weight.
19. A method as claimed in Claim 17, wherein the step of calculating includes selecting at least one weight that is closest to the complex conjugate from a set of predetermined weights and the step of transmitting includes transmitting an index corresponding to the selected at least one weight.
20. A method as claimed in Claim 19, wherein the step of calculating includes deriving signal measurement estimates for weights in a set of predetermined weights, and selecting the at least one weight from the signal measurement estimates.
21. A method as claimed in Claim 15, wherein the reference signal is sent through each of the antennas individually.
22. A method as claimed in Claim 15, wherein a reference signal is sent through each antenna of the antenna array, and the reference signal for each of the antennas is distinguishable.
23. A method as claimed in Claim 22, wherein the reference signals for each of the antennas are distinguishable by their frequency.
24. A method as claimed in Claim 22, wherein the reference signals for each of the antennas are distinguishable by time, the reference signals being input to a respective antenna at a different time.
25. A method as claimed in Claim 15, wherein a set of predetermined weights is transferred from the first communication device to the second communication device.
26. A method as claimed in Claim 25, further including the step of determining previous weights and the step of calculating selects from a subset of weights in the set of predetermined weights, the subset of weights determined from the weights in the previous weighting.
27. A method as claimed in Claim 15, wherein the step of calculating includes estimating the performance of the transmit path at the combined output of an antenna array at the first communication device.
28. A method as claimed in Claim 15, further including the step of determining a weight of at least one weight in a receiver of the first communication device.
29. A method as claimed in Claim 25, wherein indexes on the predetermined list include stored error protection coding, and the step of transmitting includes transmitting an error protection coded index.
30. A communication device comprising:
 - a transmitter;
 - a plurality of antennas;
 - weight circuits connected between each of the antennas and the transmitter; and
 - a controller coupled to the weight circuits wherein the controller controls the transmitter to transmit a reference signal through at least one of the antennas and controls at least one of the weight circuits to adjust a weight associated with the at least one of the antennas according to weight information received from another communication device, whereby a transmit path including the weight circuits can be varied according to the reference signal transmitted through the at least one of the antennas.

31. A communication device as claimed in Claim 30, further including a memory storing predetermined weights, the weight information including an index number associated the weight associated with the at least one of the antennas, and the controller controlling the at least one of the weight circuits from the index number.
- 5 32. A communication device as claimed in Claim 30, wherein the weight information includes phase information, the controller controlling the at least one of the weight circuits according to the phase information.
33. A communication device as claimed in Claim 30, wherein the weight information includes amplitude information, the controller) controlling the at least one of the weight circuits according to the amplitude information.
- 10 34. A receiving communication device comprising:
a receiver, the receiver receiving a reference signal transmitted through each of a plurality of antennas in a transmitting communication device;
15 circuitry for calculating at least one weight for a transmit path of the transmitting communication device from the reference signal received from each antenna; and
a transmitter for transmitting the at least one weight to the transmitting communication device.
35. A receiving communication device as claimed in Claim 34, wherein the receiver includes a memory storing a codebook, the codebook containing codebook weights for the transmit path of the transmitting communication device.
- 20 36. A receiving communication device as claimed in Claim 35, wherein the codebook weights are associated with codebook indexes, and the codebook indexes include error correction coding.
- 25 37. A receiving communication device as claimed in Claim 35, wherein the memory stores weights of a previous selection, and the circuitry uses the codebook and the previous weights to calculate the at least one weight.
38. A receiving communication device as claimed in Claim 35 or 36, wherein the weights are selected to limit peak power in the transmit path
- 30 39. A receiving communication device as claimed in Claim 36, wherein the codebook is checked to see if it is the same as a codebook in the transmitting communication device.
40. A communication device as claimed in Claim 39, wherein the codebooks are checked by transmitting the codebook from one of receiving and transmitting communication devices to the other of the transmitting and receiving communication devices.
- 35 41. A communication device as claimed in Claim 34, wherein the circuitry calculates a weight and phase value from a received reference signal and from a copy of a reference signal in the receiving communication device.

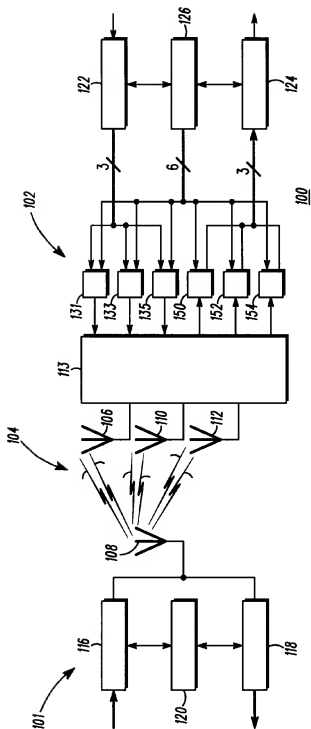


FIG.1

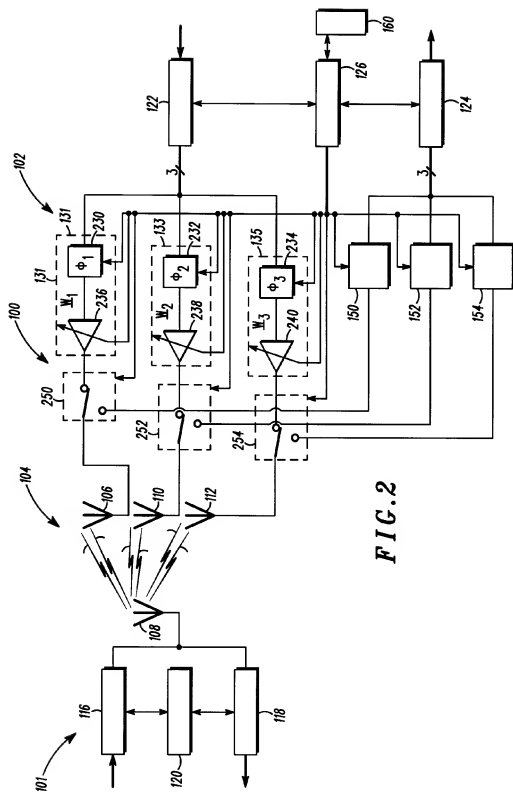
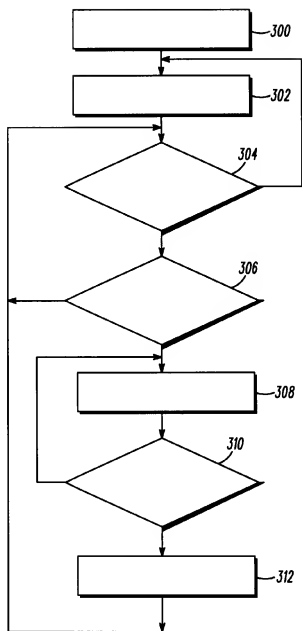
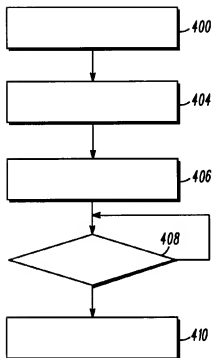
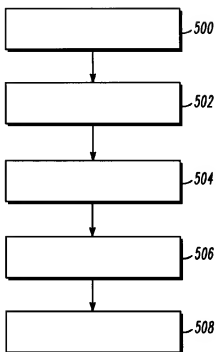
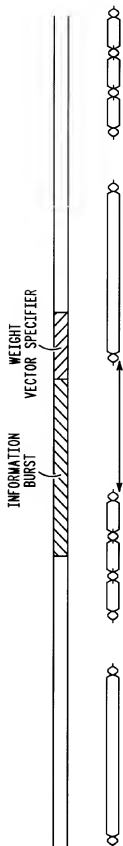
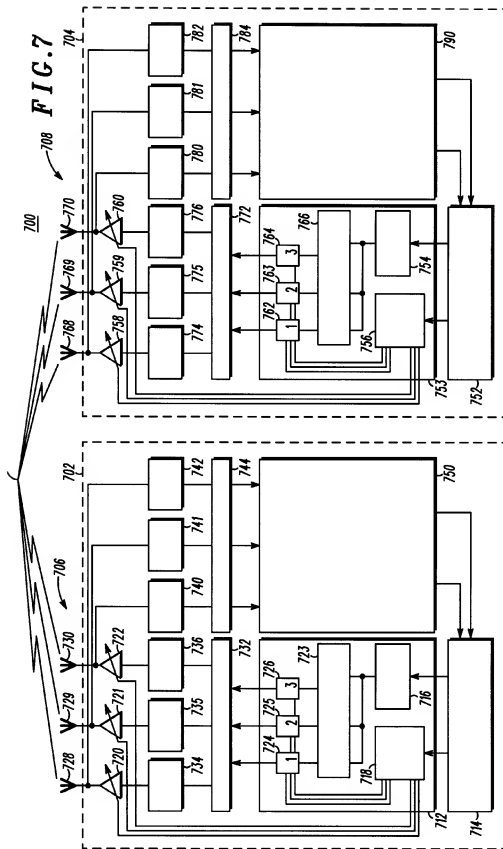


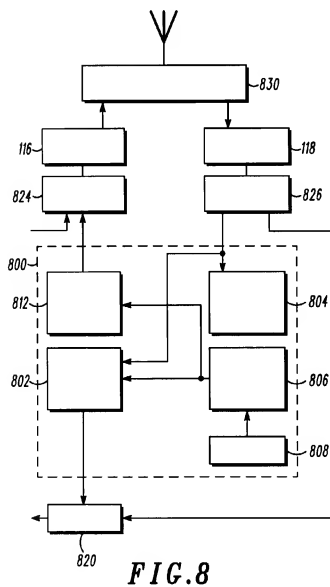
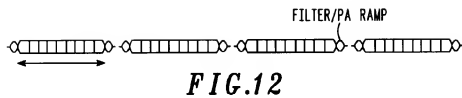
FIG. 2

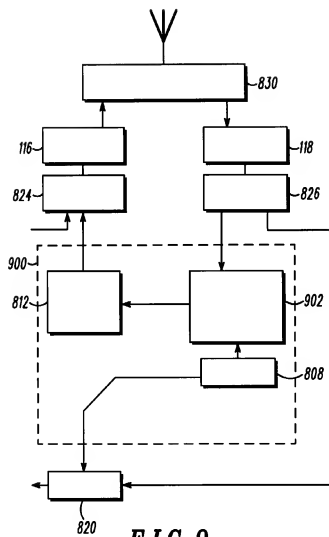
**FIG. 3**

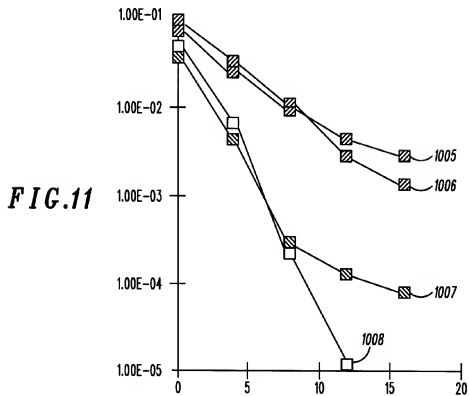
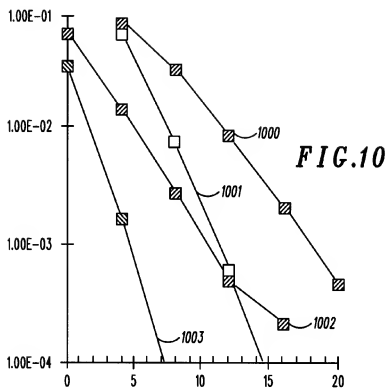
**FIG. 4****FIG. 5**

*FIG.6*





**FIG. 9**





European Patent
Office

EUROPEAN SEARCH REPORT

Application Number
EP 97 10 5365

DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of document with indication, where appropriate, of relevant passages	Relevant to claim	CLASSIFICATION OF THE APPLICATION (Int.Cl.6)
X	US 5 471 647 A (GERLACH DEREK ET AL) 28 November 1995 * column 3, line 30 - column 6, line 19 * ---	1-41	H01Q3/26 H04B7/02 H04B1/12
X	US 5 117 236 A (CHANG HUNGKUN J ET AL) 26 May 1992 * column 4, line 29 - column 4, line 49 * * column 4, line 55 - column 4, line 57; claim 12 * ---	1-41	
A	US 4 495 648 A (GIGER ADOLF J) 22 January 1985 * column 2 - column 3 * ---	1-41	
A	WO 94 09568 A (E SYSTEMS INC) 28 April 1994 * page 6 - page 9 * -----	1-41	
			TECHNICAL FIELDS SEARCHED (Int.Cl.6)
			H01Q H04B
The present search report has been drawn up for all claims			
Place of search MUNICH		Date of completion of the search 13 August 1997	Examiner McLean, G
CATEGORY OF CITED DOCUMENTS X: particularly relevant if taken alone Y: particularly relevant if combined with another document of the same category A: technological background O: non-written disclosure P: intermediate document		T: theory or principle underlying the invention E: earlier patent document, but published on, or after the filing date D: document cited in the application L: document cited for other reasons &: member of the same patent family, corresponding document	

EP01 FORM 1500 (03.94) (P/ACH)



(11) **EP 1 093 241 A1**

(12) **EUROPEAN PATENT APPLICATION**
published in accordance with Art. 158(3) EPC

(43) Date of publication:
18.04.2001 Bulletin 2001/16

(51) Int. Cl.⁷: **H04B 7/08**, H04B 7/10,
H04B 7/26

(21) Application number: **99957673.9**

(86) International application number:
PCT/JP99/03478

(22) Date of filing: **29.06.1999**

(87) International publication number:
WO 00/01088 (06.01.2000 Gazet 2000/01)

(84) Designated Contracting States:
DE FI FR GB IT SE

(30) Priority: **30.06.1998 JP 18523498**

(71) Applicant: **NEC Corporation**
Minato-ku, Tokyo 108-0014 (JP)

(72) Inventors:
• **MARUTA, Yasushi**
NEC Corporation
Tokyo 108-0014 (JP)
• **YOSHIDA, Shousei**
NEC Corporation
Tokyo 108-0014 (JP)

(74) Representative: **Betten & Resch**
Reichenbachstrasse 19
80469 München (DE)

(54) **ADAPTIVE TRANSMITTER/RECEIVER**

(57) There is provided an adaptive transceiver device which estimates a path arrival direction of a desired wave signal by using a reception antenna weight of a k-th user adaptive reception unit using a control method based on the minimum mean square error (MMSE) standards and which generates a transmission antenna weight on the basis of the path arrival direction. The adaptive transceiver device is characterized in that, in reception, a directivity pattern for suppressing interference caused by another user or a multi-path is formed, an arrival direction of a path is estimated from the reception antenna weight, and a transmission direction is predicted from the estimated arrival direction to generate a transmission antenna weight, and in transmission, a directivity pattern for decreasing interference to another user is formed and transmitted.

FIG. 1B

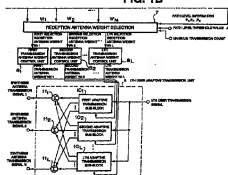
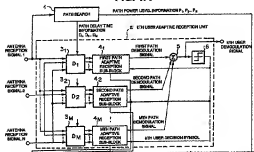


FIG. 1A



EP 1 093 241 A1

Description

Technical Field

[0001] The present invention relates to an adaptive transceiver device for base station which removes interference caused by another user in reception and which decreases interference to another user in transmission by antenna directivity control and, more particularly, to an adaptive transceiver device using the CDMA (Code Division Multiple Access) system.

Background Art

[0002] In recent years, in a cellular mobile communication system or the like, as a radio transmission method which can use a large number of channels in the same frequency band so that a large subscriber's capacity can be expected, the CDMA (Code Division Multiple Access) system has been widely noticed. On the other hand, an adaptive transceiver device in which interference from another user or an interference caused by a delay wave is removed in transmission by using an adaptive antenna as an antenna for base station and in which no interface is given to another user in transmission has been greatly discussed.

[0003] In addition, as an adaptive transceiver device which is appropriate to the CDMA system, a system which controls a directional antenna using such a directivity pattern that an antenna gain is maximum with respect to an arrival direction to perform transmission and reception has been proposed.

[0004] FIGS. 7A and 7B (to be referred to as FIG. 7 hereinafter) are block diagrams showing an example of a k-th user adaptive transceiver device in a base station using the conventional DS (Direction Sequence)-CDMA system. FIG. 8 is a block diagram showing an m-th path adaptive reception sub-block 36m of the conventional k-th user adaptive transceiver device shown in FIG. 7. FIG. 9 is a block diagram showing an m-th adaptive transmission sub-block 10m of the conventional k-th user adaptive transceiver device shown in FIG. 7. Here, these drawings show an adaptive transceiver device (CDMA adaptive transceiver device) having a configuration defined as described below. That is, the number of transmission/reception antennas is represented by N (N is an integer which is 1 or more), the number of users is represented by K (K is an integer which is 1 or more), and the number of multi-paths and the number of transmission paths per user are represented by M (M is an integer which is 1 or more).

[0005] The conventional k-th user adaptive transceiver device is constituted by a second path search circuit 34, a second k-th user adaptive reception unit 35, a first arrival direction estimation circuit 37, reception antenna weight generation circuits 381 to 38M, transmission antenna weight generation circuits 301 to 30M, and a k-th user adaptive transmission unit 9.

[0006] N antenna reception signals 1 to N are signals obtained by performing code multiplexing to a desired wave signal and a plurality of interference wave signals received by N antenna elements arranged and closed to each other such that the respective reception signals are correlative to each other. Since the following processes are digitally performed in a base band, it is assumed that the frequencies of the N antenna reception signals 1 to N are converted from a radio band to a base band, and that the N antenna reception signals 1 to N are subjected to analog-to-digital conversion.

[0007] The second path search circuit 34 calculates pieces of path delay time information D1 to DM of a desired wave signal of the k-th user from the reception signals multiplexed by a plurality of user signals.

[0008] The second k-th user adaptive reception unit 35 is constituted by first delay circuits 31 to 3M, second m-th path adaptive reception sub-blocks 361 to 36M, and a first adder 5.

[0009] The first delay circuits 31 to 3M delay the N antenna reception signals 1 to N depending on a multi-path on the basis of the pieces of path delay time information D1 to DM of a desired wave signal which is an output from the second path search circuit 34.

[0010] The first adder 5 adds outputs from the second m-th path adaptive reception sub-blocks 361 to 36M to each other to output a k-th user demodulation signal.

[0011] The second m-th path adaptive reception sub-blocks 361 to 36M, as shown in FIG. 8, is constituted by despreading circuits 121 to 12M, a reception weighting combining unit 13, and a demodulation unit 16. The second m-th path adaptive reception sub-blocks 361 to 36M receives the antenna reception signals 1 to N and m-th reception antenna weights W_{r1} to W_{rM} which are outputs from reception antenna weight generation circuits 381 to 38M.

[0012] Despreading circuits 121 to 12N perform a correlative calculation of the antenna reception signals 1 to N and a pseudo random code C_k . It is assumed that the pseudo random code C_k is a complex code consisting of two codes C_{k1} and C_{k2} which are orthogonal to each other. In this case, each of the despreading circuits 121 to 12N can be realized by one complex multiplier and an averaging circuit operating over a symbol section. Each of the despreading circuits 121 to 12N can also be realized by a transversal filter configuration using the code C_k as a tap weight.

[0013] The reception weighting combining unit 13 is constituted by first complex multipliers 141 to 14N and a second adder 15. The outputs from the despreading circuits 121 to 12N are multiplied by m-th reception antenna weights W_{m1} to W_{mN} , respectively, and the resultant values are summed up, so that the received signal is generated by an antenna directivity pattern inherent in the m-th path.

[0014] A demodulation unit 16 is constituted by a transmission path estimation circuit 17 and a second

complex multiplier 18. An output obtained by multiplying an output from the reception weighting combining unit 13 by a complex conjugate of transmission path estimation outputs serves as an output from the second m-th path adaptive reception sub-block 36m.

[0015] Outputs from the second m-th path adaptive reception sub-block 36m are added to each other by the adder 5, and an output from the adder 5 serves as a demodulated signal from the k-th user.

[0016] Next, the first arrival direction estimation circuit 37 receives N antenna reception signals 1 to N as inputs, and estimates the arrival direction of M desired wave signals of the k-th user from reception signals multiplexed by a plurality of user signals. As a method of estimating an arrival direction, e.g., the MUSIC method is known.

[0017] The M m-th reception antenna weight generation circuits 381 to 38M calculate m-th reception antenna weights (steering vectors) W_{r1} to W_{rM} for forming directivity patterns having gains in a desired signal arrival direction on the basis of M estimated arrival directions θ_{r1} to θ_{rM} which are outputs from the first arrival direction estimation circuit 37.

[0018] The M m-th transmission antenna weight generation circuits 301 to 30M calculate m-th transmission antenna weights (steering vectors) W_{t1} to W_{tM} for forming directivity patterns having gains in a user transmission direction which is the same as the desired signal arrival direction on the basis of the M estimated arrival directions θ_{r1} to θ_{rM} which are the outputs from the first arrival direction estimation circuit 37.

[0019] When the FDD (Frequency Division Duplex) method is used, a frequency in reception is different from a frequency in transmission. For this reason, a reception antenna weight and a transmission antenna weight must be independently determined on the basis of the estimated arrival direction. When the TDD (Time Division Duplex) method, a frequency in reception is equal to a frequency in transmission. For this reason, a reception antenna weight can also be directly employed as a transmission antenna weight.

[0020] The k-th user adaptive transmission unit 9 is constituted by the m-th adaptive transmission sub-blocks 101 to 10M and the third adders 111 to 11N.

[0021] The third adders 111 to 11N synthesize outputs from the m-th adaptive transmission sub-blocks 101 to 10M with each other for N transmission antennas, and outputs N synthesized antenna transmission signals 1 to N. The N synthesized antenna reception signals 1 to N are subjected to digital/analog conversion. The frequencies of the N synthesized antenna reception signals 1 to N are converted from a base band to a radio band.

[0022] Each of the first adaptive transmission sub-blocks 101 to 10M, as shown in FIG. 9, is constituted by a transmission weighting combining unit 31 and spreading circuits 331 to 33N. The m-th adaptive transmission sub-blocks 101 to 10M receive m-th reception antenna

weight W_{tm} (W_{tm1} to W_{tmM}) which are outputs from the M transmission antenna weight generation circuits 301 to 30M and a k-th user transmission signal.

[0023] The transmission weighting combining unit 31 is constituted by fourth complex multipliers 321 to 32N. The k-th user transmission signal is multiplied by the m-th transmission antenna weight W_{tm} (W_{tm1} to W_{tmN}) to generate a signal transmitted by an antenna directivity pattern inherent in the m-th path.

[0024] The spreading circuits 331 to 33N diffuses N outputs from the transmission weighting combining unit 31 by using the pseudo random code C_k of the k-th user to generate N antenna transmission signals 1 to N. When the pseudo random code C_k is considered as a complex code consisting of two codes C_{kI} and C_{kQ} which are orthogonal to each other, each of the spreading circuits 331 to 33N is realized by one complex multiplier and an averaging circuit operating over a symbol section. Each of the spreading circuits 331 to 33N can also be realized by a transversal filter configuration using the code C_k as a tap weight.

[0025] The N antenna reception signals 1 to N include desired wave signal components, interference wave signal components, and thermal noise. In addition, the desired wave signal component and the interference wave signal component include multi-path components. In general, these signal components are arrived from different directions. The conventional CDMA adaptive transceiver device shown in FIGS. 7 to 9 prepares the first arrival direction estimation circuit 37 to estimate the arrival directions of the multi-paths of desired signals, weighting combining of a reception signal in the reception weighting combining unit 13 and weighting combining of a transmission signal in the transmission weighting combining unit 31 are performed such that the signal powers of the paths are maximized. As a result, antenna gains (directivity patterns) of the second m-th path adaptive reception sub-blocks 361 to 36M and the m-th adaptive transmission sub-blocks 101 to 10M are formed to be increased with respect to the arrival directions of the multi-paths of the desired signals in reception.

[0026] When the FDD (Frequency Division Duplex) method is used, a frequency in reception is different from a frequency in transmission. For this reason, a reception antenna weight and a transmission antenna weight must be independently determined on the basis of the estimated arrival direction. When the TDD (Time Division Duplex) method, a frequency in reception is equal to a frequency in transmission. For this reason, a reception antenna weight can also be directly employed as a transmission antenna weight.

[0027] As a receiver device using an adaptive antenna appropriate to the CDMA system, a device obtained by a spectrum spreading process gain is proposed. Conventionally, the CDMA adaptive receiver device of this type, as described in "Wang, Kohno, and Imai, "Adaptive Array Antenna Combined with Trapped

Delay Line Using Processing Gain for Direct-Sequence/Spread-Spectrum Multiple Access System", Shingakuron Vol. J75-B-II No. 11, pp815-825, 1992", Tanaka, Miki, and Sawahashi, "The Performance of Decision-Directed Coherent Adaptive Diversity in DS-CDMA Reverse Link", TECHNICAL REPORT OF IEICE, RCS96-102, 1996-11", in reception antenna weight control, a weight control error signal extracted after despreading is used to obtain a SINR improvement effect obtained by a process gain in adaptive control.

[0028] FIG. 10 is a block diagram showing another example of the conventional k-th user adaptive receiver device. FIG. 11 is a block diagram showing an m-th path adaptive reception sub-block 40m of the conventional k-th user adaptive transceiver device shown in FIG. 10. Here, these drawings show a k-th user adaptive receiver device (CDMA adaptive transceiver device) having a configuration defined as described below. That is, the number of transmission/reception antennas is represented N (N is an integer which is 1 or more), the number of users is represented by K (K is an integer which is 1 or more), and the number of multi-paths and the number of transmission paths per user are represented by M (M is an integer which is 1 or more).

[0029] The conventional k-th user adaptive receiver device is constituted by a second path search circuit 34 and a third k-th user adaptive reception unit 39.

[0030] The N antenna reception signals 1 to N are signals obtained by performing code multiplexing to a desired wave signal and a plurality of interference wave signals received by N antennas arranged and closed to each other such that the respective reception signals are correlative to each other. Since the following processes are digitally performed in a base band, it is assumed that the frequencies of the N antenna reception signals 1 to N are converted from a radio band to a base band, and that the N antenna reception signals 1 to N are subjected to analog/digital conversion.

[0031] The second path search circuit 34 calculates pieces of path delay time information D1 to DM of a desired wave signal of the k-th user from the reception signals multiplexed by a plurality of user signals.

[0032] The third k-th user adaptive reception unit 39 is constituted by first delay circuits 31 to 3M, third m-th path adaptive reception sub-blocks 401 to 40M, a first adder 5, and a decision circuit 6.

[0033] The first delay circuits 31 to 3M delay N antenna reception signals 1 to N depending on a multi-path on the basis of pieces of path delay time information D1 to DM of a desired wave signal which is an output from the second path search circuit 34.

[0034] The first adder 5 adds outputs from the third m-th path adaptive reception sub-blocks 401 to 40M to each other to output a k-th user demodulation signal.

[0035] The decision circuit 6 performs hard decision to an output from the first adder 5 to output a k-th user decision symbol.

[0036] Each of the third m-th path adaptive reception sub-blocks 401 to 40M is constituted by despreading circuits 121 to 12M, a reception weighting combining unit 13, a demodulation unit 16, a third complex multiplier 19, an error detection circuit 20, a second delay circuit 21, and a reception antenna weight control circuit 22. The third m-th path adaptive reception sub-blocks 401 to 40M receive antenna reception signals 1 to N and a k-th user decision symbol which is an output from the decision circuit 6.

[0037] The despreading circuits 121 to 12N perform correlative calculation between the antenna reception signals 1 to N delayed by the first delay circuits 31 to 3M and the pseudo random code Ck of the k-th user. When the pseudo random code Ck is considered as a complex code consisting of two codes CkI and CkQ which are orthogonal to each other, each of the despreading circuits 121 to 12N is realized by one complex multiplier and an averaging circuit operating over a symbol section. Each of the despreading circuits 121 to 12N can also be realized by a transversal filter configuration using the code Ck as a tap weight.

[0038] The reception weighting combining unit 13 is constituted by first complex multipliers 141 to 14N and a second adder 15. The outputs from the despreading circuits 121 to 12N are multiplied by m-th reception antenna weights Wm1 to WmN, respectively, and the resultant values are summed up, so that the received signal is generated by an antenna directivity pattern inherent in the m-th path.

[0039] The demodulation unit 16 is constituted by a transmission path estimation circuit 17 and a second complex multiplier 18. An output obtained by multiplying an output from the reception weighting combining unit 13 by a complex conjugate of transmission path estimation outputs serves as an output from the third m-th path adaptive reception sub-block 40m.

[0040] The third complex multiplier 19 multiplies the transmission path estimation output by the k-th user decision symbol.

[0041] When the k-th user decision symbol is multiplied by transmission path estimation values of the respective paths, only components related to the phases of the estimation values can be multiplied, and amplitudes calculated by another means may also be multiplied. Another means indicates such a means that a reception power is measured to calculate an amplitude.

[0042] The error detection circuit 20 calculates the difference between an output from the third complex multiplier 19 and an output from the reception weighting combining unit 13 to detect a reception antenna weight control error.

[0043] The second delay circuit 21 delays outputs from the despreading circuits 121 to 12N depending on process times of the reception weighting combining unit 13, the demodulation circuit 16, the error detection circuit 20, and the like.

[0044] The reception antenna weight control circuit 22 calculates reception antenna weights W_{m1} to W_{mN} from a reception antenna weight control error e_m and an output from the second delay circuit 21.

[0045] In a convergence process of adaptive control, a known symbol may also be used in place of the decision symbol.

[0046] The N antenna reception signals 1 to N include desired wave signal components, interference wave signal components, and thermal noise. In addition, the desired wave signal component and the interference wave signal component include multi-path components, respectively. In general, these signal components are arrived from different directions. In the conventional CDMA adaptive transceiver device shown in FIGS. 9 and 10, the third m -th path adaptive reception sub-blocks 401 to 40M are independently prepared for the multi-path components of the desired wave signals, and weighting combining of reception signals are performed in the reception weighting combining units 13 such that a ratio of the desired wave signals of the signal components of the respective paths to an interference wave signal power (SIR) is maximized. As a result, the antenna gains (directivity pattern) of the third m -th path adaptive reception sub-blocks 401 to 40M with respect to arrival directions are formed such that the antenna gains are increased with respect to the arrival directions of the signal components of the respective paths and decreased with respect to other delay wave signal components and the interference wave signal component.

[0047] As a method of controlling a reception antenna weight which maximizes the ratio of the desired wave signals to an interference wave signal power (SIR), a method of controlling a reception antenna weight on the basis of the MMSE (Minimum Mean Square Error) standards such that the average power of the reception antenna weight control error e_m is minimized. In the control method based on the MMSE standards, a path arrival direction of a desired wave signal need not be known, and the path arrival direction of the desired wave signal cannot be directly known. Therefore, in order to generate transmission antenna weight for forming a transmission directivity pattern as in the conventional CDMA adaptive transceiver device shown in FIGS. 7 to 9, another means for estimating the path arrival direction of the desired wave signal is required.

[0048] Here, as adaptive control performed by the MMSE standards, for example, an LMS (Least Mean Square) algorithm is cited.

[0049] However, the first disadvantage of the conventional technique is as follows. In the reception unit of the conventional k -th user adaptive transceiver device shown in FIGS. 7 to 9, control for forming a directivity pattern which actively decreases a gain with respect to an interference wave cannot be performed, and performance is poorer than that in the control based on the

MMSE standards.

[0050] More specifically, in the k -th user adaptive reception unit, reception weighting combining is performed by using an antenna weight appropriate to only the path arrival direction of the estimated desired wave signal.

[0051] The second disadvantage is as follows. When the conventional k -th user adaptive receiver device for performing control based on the MMSE standards shown in FIGS. 10 to 11 is used as an adaptive transceiver device, especially, in the FDD method, a desired wave arrival direction estimation means for calculating a transmission antenna weight must be prepared independently of the reception unit, and the device increases in scale. More specifically, in the k -th user adaptive reception unit using a control method based on the MMSE standards, the path arrival direction of a desired wave signal cannot be directly known.

[0052] In the TDD method, the reception antenna weight controlled on the basis of the MMSE standards can be directly used as a transmission antenna weight. In addition, when transmission and reception are controlled on the basis of an arrival direction estimation result, performance in the reception is not poor. On the other hand, when control based on the MMSE standards is performed on the reception side, another arrival direction estimation means for transmission is required, and the structure disadvantageously increases in size.

[0053] Therefore, it is an object of the present invention to provide a means for estimating the path arrival direction of a desired wave signal by using a reception antenna weight of a k -th user adaptive reception unit using a control method based on the MMSE standards and generating a transmission antenna weight on the basis of the path arrival direction.

Disclosure of the Invention

[0054] An adaptive transceiver device according to the present invention forms a directivity pattern for suppressing interference caused by another user or a multi-path in reception, estimates an arrival direction of a path from a reception antenna weight, predicts a transmission direction from the estimated arrival direction to generate a transmission antenna weight, and forms a directivity pattern for decreasing interference to another user in transmission.

[0055] An adaptive transceiver device of a DS-CDMA system according to the present invention is characterized by including: path search means for calculating path level information and path delay time information from an antenna reception signal; M (M is a positive integer) adaptive reception units for receiving N (N is a positive integer) antenna reception signals, forming reception directivity patterns each having a gain in the direction of a desired wave signal every path delay time, receiving the desired wave signals, and suppressing interference wave signals; reception antenna weight

selection means for selecting reception antenna weights for L (L is an integer equal to or smaller than M) transmission paths from the M reception antenna weights by using the path level information; L transmission antenna weight control units for determining transmission antenna weights for forming transmission directivity patterns by using outputs from the reception antenna weight selection means; and an adaptive transmission unit for forming the transmission directivity pattern having a gain in a user direction by using the transmission antenna weight which is an output from the transmission antenna weight control unit and outputting N combining antenna transmission signals for transmitting the desired wave signal.

[0056] It is a point according to the present invention that the transmission antenna weight is determined by using only the reception antenna weight of the adaptive reception unit (without using other information).

[0057] The adaptive transceiver device according to the present invention is characterized in that the adaptive reception unit has: M delay means which receive the N antenna reception signals and the path delay time information which is an output from the path search means and which match timings depending on the path delay times of M multi-paths; M adaptive reception sub-blocks for forming the reception directivity patterns having gains in the directions of the M multi-paths, suppressing the interference wave signal, and receiving and demodulating the desired wave signal; an adder for synthesizing M demodulation signals; and decision means for performing hard decision to output a decision symbol.

[0058] According to the present invention, timings are matched on the basis of the path delay time, a directivity pattern is formed every multi-path, and combining (RAKE reception) is finally performed.

[0059] In addition, the present invention is characterized in that the antenna reception signal is a CDMA (Code Division Multiple Access) signal, each of the M adaptive reception sub-blocks has: N despreading means which receive the N antenna reception signals and the decision symbol and which performs despreading to each of the N antenna reception signals by using a pseudo random code of the desired wave signal; a reception weighting combining unit for forming the reception directivity pattern; a demodulation unit for performing the transmission path estimation; a multiplier for multiplying the decision symbol by a complex transmission path estimation value which is an output from the demodulation unit to cancel a phase change caused by carrier wave phase synchronization; error detection means for subtracting each output from the despreading means from an output from the multiplier to detect the reception antenna weight control error; delay means for delaying outputs from the N despreading means depending on the process times of the reception weighting combining means, the demodulation means and the like; and reception antenna weight control means for

outputting the reception antenna weight on the basis of the minimum mean square error (MMSE) standards such that the average power of the reception antenna weight control error is minimized by using an output from the delay means and the reception antenna weight control error.

[0060] According to the present invention, a reception antenna weight is controlled on the basis of the MMSE standards by the m-th path adaptive sub-block. Therefore, a path arrival direction need not be known, and the path arrival direction cannot be directly known.

[0061] Furthermore, the present invention is characterized in that the reception weighting combining unit has: N complex multipliers which receive the N antenna reception signals and the reception antenna weights and which multiply the reception signals by N complex reception antenna weights; and an adder for synthesizing respective outputs from the N complex multipliers.

[0062] Still furthermore, the present invention is characterized in that the demodulation means has: transmission path estimation means which receives an output from the weighting combining unit to estimate the amplitude and the phase of a carrier wave; complex conjugate operation means for calculating a complex conjugate of complex transmission path estimation values which are output from the transmission path estimation means; and a multiplier for multiplying an output from the complex conjugate operation means by an output from the despreading means to perform carrier wave phase synchronization and, at the same time, to perform weighting for synthesizing a maximum ratio.

[0063] According to the present invention, the m-th path antenna weight is detected by the m-th path adaptive sub-block.

[0064] In addition, the present invention is characterized in that the reception antenna weight selection means receives M reception antenna weights which are outputs from the M adaptive reception sub-blocks, path level information which is an output from the path search means, a path level threshold value, and a maximum transmission count Lmax, and selects a selection reception antenna weight corresponding to L paths the number of which is not larger than the maximum transmission count Lmax and which has a level set within the range of the level of the maximum path to the path level threshold value from the M reception antenna weights.

[0065] According to the present invention, Lmax is equal to or smaller than M, and L is equal to or smaller than Lmax. After some reception antenna weights having large path levels are selected, a transmission antenna weight is determined. Furthermore, when a plurality of paths are selected and transmitted, a transmission diversity effect can be obtained.

[0066] The present invention is characterized in that the transmission antenna weight control unit has: an arrival direction estimation unit which receives the selection reception antenna weight to estimate an estimated arrival direction from the selection reception

antenna weight; and a transmission antenna weight generation means for calculating a transmission antenna weight for forming a directivity pattern having a gain in the estimated arrival direction which is an output from the arrival direction estimation unit.

[0067] According to the present invention, the arrival direction is estimated from the reception antenna weight. A transmission antenna weight is generated by directly setting the estimated arrival direction as a transmission direction. In particular, in the FDD (Frequency Division Duplex) method, since a frequency in reception is different from a frequency in transmission, an arrival direction is temporarily estimated from the reception antenna weight, and the transmission antenna weight must be determined on the basis of the arrival direction. In addition, in the TDD (Time Division Duplex) method, since a frequency in reception is equal to that in transmission, a reception antenna weight can also be employed as a transmission antenna weight.

[0068] Furthermore, the present invention is characterized in that the transmission antenna weight control unit has: an arrival direction estimation unit which receives the selection reception antenna weight to estimate an estimated arrival direction from the selection reception antenna weight; transmission direction prediction means for predicting a transmission direction on the basis of the estimated arrival direction which is an output from the arrival direction estimation unit; and transmission antenna weight generation means for calculating a transmission antenna weight for forming a directivity pattern having a gain in the prediction transmission direction which is an output from the transmission direction prediction means.

[0069] According to the present invention, an arrival direction is estimated from a reception antenna weight. A transmission direction is predicted from an estimated arrival direction. In addition, a prediction transmission direction is set as a transmission direction, so that a transmission antenna weight is generated. In either one of the FDD method and the TDD method, a transmission direction is predicted, so that a transmission antenna weight can be generated.

[0070] The present invention is characterized in that the arrival direction estimation unit has: arrival direction generation means which receives the selection reception antenna weight to sweep arrival directions over all the directions; steering vector generation means for calculating an antenna weight for forming a directivity pattern of a maximum antenna gain in the arrival direction; correlative calculation means for calculating a correlation between the selection reception antenna weight and an antenna weight which is an output from the steering vector generation means; maximum value detection means for detecting the maximum value of outputs from the correlative calculation means with respect to all the arrival directions; and switching means for outputting the arrival direction at a point of time at which the maximum value is detection as an estimated

arrival direction.

[0071] According to the present invention, an arrival direction is estimated by using only a reception antenna weight. In particular, the present invention is preferable in the FDD method.

[0072] In addition, the present invention is characterized in that the transmission direction prediction means predicts a present arrival direction by using a past arrival direction which is estimated late because of the control of the adaptive reception unit.

[0073] According to the present invention, by a first transmission antenna weight control unit, even in the FDD method or the TDD method, a transmission direction is predicted, and a transmission antenna weight can be generated.

[0074] The present invention is characterized in that the adaptive transmission unit has: L adaptive transmission sub-blocks which receive L transmission antenna weights which are outputs from the L transmission antenna weight control units and a transmission signal and which output N antenna transmission signals for forming a directivity pattern having a gain in a user direction on the basis of the transmission antenna weights and transmitting a desired wave signal; and N adders for synthesizing the antenna transmission signals every antenna to output N combining antenna signals.

[0075] According to the present invention, a delay operation in transmission is not required to cause a mobile station to perform RAKE reception.

[0076] Each of the adaptive transmission sub-blocks according to the present invention is characterized by having: a transmission weighting combining unit which receives the transmission antenna weight and the transmission signal to form a transmission directivity pattern; and N spreading means for performing spectrum spreading to each of the N antenna transmission signals by using a pseudo random code of a desired wave signal.

[0077] According to the present invention, directivity control is performed, and spectrum spreading is performed to the N antenna transmission signals.

[0078] Furthermore, the transmission weighting combining unit according to the present invention is characterized by having N complex multipliers which receive the transmission antenna weight and the transmission signal to multiply the transmission signal by N complex transmission antenna weights, respectively.

[0079] According to the present invention, since an actual transmission direction is predicted from an estimation value of an arrival direction, the transmission direction can be made almost equal to the arrival direction of an actual reception signal.

[0080] If the present invention, more specifically, will be described with respect to FIGS. 1A and 1B (to be referred to as FIG. 1 hereinafter), the adaptive transceiver device has first to Mth path adaptive reception sub-blocks (41 to 4M in FIG. 1), first to Mth transmission

antenna weight control units (81 to 8M in FIG. 1), and first to Lth adaptive transmission sub-blocks (101 to 10M in FIG. 1) for each user.

[0081] In the adaptive transceiver device according to the present invention, as is apparent from the disclosure, an arrival direction of a path is estimated from a reception antenna weight. Therefore, with respect to an adaptive reception unit for performing control based on the MMSE standards, a path arrival direction of a desired wave signal can be easily estimated. By predicting a transmission direction from the estimated arrival direction, a present arrival direction can be predicted by using a past arrival direction which is estimated late because of the control of the adaptive reception unit.

Brief Explanation of the Drawings

[0082]

FIGS. 1A and 1B (to be referred to as FIG. 1 hereinafter) are block diagrams showing an embodiment of a k-th user adaptive transceiver device according to the present invention.

FIG. 2 is a block diagram showing an m-th path adaptive reception sub-block of the k-th user adaptive transceiver device according to the present invention.

FIG. 3 is a block diagram showing a first transmission antenna weight control unit of the k-th user adaptive transceiver device according to the present invention.

FIG. 4 is a block diagram showing another embodiment of the first transmission antenna weight control unit of the k-th user adaptive transceiver device according to the present invention.

FIG. 5 is a graph showing an operation of a first transmission direction prediction circuit of the k-th user adaptive transceiver device according to the present invention.

FIG. 6 is a block diagram showing a first adaptive transmission sub-block of the k-th user adaptive transceiver device according to the present invention.

FIGS. 7A and 7B are block diagrams showing an embodiment of a conventional k-th user adaptive transceiver device.

FIG. 8 is a block diagram showing an m-th path adaptive reception sub-block of the conventional k-th user adaptive transceiver device.

FIG. 9 is a block diagram showing an m-th path adaptive transmission sub-block of the conventional k-th user adaptive transceiver device.

FIG. 10 is a block diagram showing an embodiment of a conventional k-th user adaptive receiver device.

FIG. 11 is a block diagram showing an m-th path adaptive reception sub-block of the conventional k-th user adaptive transceiver device.

Best Mode for Carrying Out the Invention

[0083] Embodiments of the present invention will be described below with reference to the accompanying drawings. In this case, an adaptive transceiver device (CDMA adaptive transceiver device) in which a multiplexed signal is a code division multiple signal, the number of transmission/reception antenna is set to be N (N is an integer which is equal to or larger than 1), the number of users is set to be K (K is an integer which is equal to or larger than 1), the number of reception multipaths per user is set to be M (M is an integer which is equal to or larger than 1), and the maximum transmission count is set to be L (L is equal to or larger than 1 and which is equal to or smaller than M) will be described below.

[0084] Referring to FIG. 1, a k-th user adaptive transceiver device according to the present invention is constituted by a first path search circuit 1, a first k-th user adaptive reception unit 2, a reception antenna weight selection circuit 7, first transmission antenna weight control units 81 to 8M, and a k-th user adaptive transmission unit 9. Here, k indicates an arbitrary user number in the number of all users K.

[0085] The N antenna reception signals 1 to N are a desired wave signal received by N antennas arranged and closed to each other such that the reception signals are correlated to each other and signals obtained by performing code multiplexing to a plurality of interference wave signals. The following processes are digitally performed in a base band. Therefore, it is assumed that the frequencies of the N antenna reception signals 1 to N are converted from a radio band to a base band, that the N antenna reception signals 1 to N are subjected to analog/digital conversion to be converted into base band signals serving as binary signals.

[0086] The first path search circuit 1 calculates pieces of path level information P1 to PM which are reception powers of the paths of a desired wave signal of the k-th user and pieces of path delay time information D1 to DM which are delay times of multi-paths from the reception signals performed code multiplexing by the plurality of user signals.

[0087] In this case, when reception antenna elements have omnidirectional properties (non-directivity), path searching is performed by using an antenna reception signal from any one of the antenna elements. On the other hand, when the reception antenna elements have directivity, another non-directional reception antenna for path searching is prepared, or reception weighting combining is performed to reception antenna signals from the plurality of reception antenna elements. A non-directional reception directivity pattern must be formed, and path search must be performed by using the received reception signals.

[0088] The first k-th user adaptive reception unit 2 is constituted by first delay circuits 31 to 3M, first m-th path adaptive reception sub-blocks 41 to 4M, a first adder 5,

and a decision circuit 6.

[0089] Here, the first delay circuits 31 to 3M delay the N antenna reception signals 1 to N every multi-path on the basis of the pieces of path delay time information D1 to DM which are outputs from the first path search circuit 1.

[0090] The first m-th path adaptive reception sub-blocks 41 to 4M will be described later.

[0091] The first adder 5 adds outputs from the first m-th path adaptive reception sub-blocks 41 to 4M to output a k-th user demodulation signal.

[0092] The decision circuit 6 performs hard decision to an output from the first adder 5 to output a k-th user decision symbol.

[0093] The reception antenna weight selection circuit 7 receives M reception antenna weights W1 to WM which are outputs from the M first m-th path adaptive reception sub-blocks 41 to 4M, the pieces of path level information P1 to PM which are outputs from the first path search circuit 1, a path level threshold value ΔP , and the maximum transmission count L, and selects selection reception antenna weights Wr1 to WrL corresponding to L transmission paths from the M reception antenna weights W1 to WM on the basis of the pieces of path level information P1 to PM, the path level threshold value ΔP and the maximum transmission count L.

[0094] In selection of the selection reception antenna weights Wr1 to WrL, an arrival direction of the maximum transmission count L including the maximum power path is selected as a transmission direction from arrival directions of reception powers within the range of the level of the maximum path to the path level threshold value ΔP . If the path level threshold value ΔP is not set, the L upper arrival directions of the path level are always selected as transmission directions.

[0095] In addition, when the maximum transmission count L is set to be 1, only the arrival direction of the maximum power path is always selected as a transmission direction. When a plurality of transmission paths are selected, a transmission diversity effect can be obtained.

[0096] The k-th user adaptive transmission unit 9 is constituted by first adaptive transmission sub-blocks 101 to 10L and third adders 111 to 11N.

[0097] The third adders 111 to 11N add outputs from the first adaptive reception sub-blocks 101 to 10M every antenna element, and outputs N combining antenna transmission signals 1 to N.

[0098] Thereafter, the N combining antenna transmission signals 1 to N are digital/analog-converted, and frequency conversion from a base band to a radio band is performed.

[0099] The first m-th path adaptive reception sub-blocks 41 to 4M in the k-th user adaptive receiver 2 will be described below. Referring to FIG. 2, each of the first m-th path adaptive reception sub-blocks 41 to 4M is constituted by despreading circuits 121 to 12M, a reception weighting combining unit 13, a demodulation unit

16, a third complex multiplier 19, an error detection circuit 20, a second delay circuit 21, and a reception antenna weight control circuit 22.

[0100] The first m-th path adaptive reception sub-blocks 41 to 4M receive the antenna reception signals 1 to N and a k-th user decision symbol which is an output from the decision circuit 6.

[0101] The despreading circuits 121 to 12N perform correlative calculation between the antenna reception signals 1 to N and the pseudo random code Ck of the k-th user. When it is determined that the pseudo random code Ck is a complex code consisting of two codes CkI and CkQ which are orthogonal to each other, each of the despreading circuits 121 to 12N can be realized by one complex multiplier and an averaging circuit operating over a symbol section. Each of the despreading circuits 121 to 12N can be realized by a transversal filter configuration using the pseudo random code Ck as a tap weight.

[0102] The reception weighting combining unit 13 is constituted by the first complex multipliers 141 to 14N and a second adder 15. Outputs from the despreading circuits 121 to 12N are multiplied by the reception antenna weights Wm1 to WmN by the first complex multipliers 141 to 14N and added to each other, so that a signal received by an antenna directivity pattern inherent in the m-th path is generated.

[0103] The demodulation unit 16 is constituted by a transmission path estimation circuit 17 and a second complex multiplier 18. An output obtained such that an output from the reception weighting combining unit 13 is multiplied by the complex conjugate of a transmission path estimation output obtained by causing the transmission path estimation circuit 17 to estimate a transmission path is used as an output from the first m-th path adaptive reception sub-block 4m. Outputs from the first m-th path adaptive reception sub-block 4m are added to each other by the other first path adaptive reception sub-block 41 to the Mth path adaptive reception sub-block 4M and the first adder 5, and a resultant value is used as a demodulation signal of the k-th user.

[0104] The third complex multiplier 19 multiplies a k-th user decision symbol by the transmission path estimation output.

[0105] Here, when the k-th user decision symbol is multiplied by the transmission path estimation values of the respective paths, only components related to the phases of the estimation values can also be multiplied, amplitudes calculated by another means may also be multiplied. Another means indicates such a means that a reception power is measured to calculate an amplitude.

[0106] The error detection circuit 20 calculates the difference between an output from the third complex multiplier 19 and an output from the reception weighting combining unit 13 to detect a reception antenna weight control error em.

[0107] The second delay circuit 21 delays outputs

from the despreading circuits 121 to 12N depending on process times of the reception weighting combining unit 13, the demodulation circuit 16, the error detection circuit 20, and the like.

[0108] The reception antenna weight control circuit 22 calculates reception antenna weights $Wm1$ to WmN from a reception antenna weight control error em and an output from the second delay circuit 21. Here, the m -th reception antenna weights $Wm1$ to WmN are adaptively controlled by the MMSE standards such that the mean square of the reception antenna weight control error em is minimized. The reception antenna weights $Wm1$ to WmN obtained by using an LSM algorithm as an update algorithm having a small amount of operation are expressed by:

$$Wm(i+1) = Wm(i) + \mu r(i - Ddem)em^*(i) \quad (1)$$

where, $Wm(i)$ (row vector having N elements) is a reception antenna weight of an i -th symbol in the m -th path of the k -th user; $r(i)$ (row vector having N elements) is an antenna reception signal; μ is a step size; and $Ddem$ is a delay time given by the second delay circuit 21. Reference symbol "*" indicates a complex conjugate.

[0109] The reception antenna weights $Wm1$ to WmN are updated by equation (1) every symbol. The step size μ which is a coefficient of an amount of change when the reception antenna weights $Wm1$ to WmN are updated is characterized as follows. That is, when the step size μ is large, convergence to the reception antenna weights $Wm1$ to WmN for forming an optimum directivity pattern becomes fast, but the accuracy and stability of adaptation are degraded. When the step size μ is small, the accuracy and stability of adaptation are excellent, but convergence becomes slow. A method which adaptively changes the step size to obtain a sufficient convergence speed and sufficiently accurate and stable adaptation is also included in the present invention.

[0110] Here, in the convergence process of adaptive control, a known symbol may also be used in place of a decision symbol.

[0111] A first transmission antenna weight control unit 81 will be described below with reference to FIG. 3. The first transmission antenna weight control unit 81 receives a first selection reception antenna weight $Wr1$ which is an output from the reception antenna weight selection circuit 7, and is constituted by a first arrival direction estimation unit 23, a first transmission direction prediction circuit 29, and a first transmission antenna weight generation circuit 30.

[0112] The first arrival direction estimation unit 23 is constituted by an arrival direction generation circuit 24, a steering vector generation circuit 25, a correlative calculation circuit 26, a maximum value detection circuit 27, and a switching circuit 28. The first arrival direction estimation unit 23 receives the selection reception antenna weight $Wr1$ which is an output from the recep-

tion antenna weight selection circuit 7.

[0113] The arrival direction generation circuit 24 sweeps arrival directions of reception signals over all the directions. The steering vector generation circuit 25 calculates an antenna weight (steering vector) for forming a directivity pattern having a maximum antenna gain with respect to an arrival direction which is an output from the arrival direction generation circuit 24.

[0114] The correlative calculation circuit 26 calculates correlation between the selection reception antenna weight $Wr1$ which is output from the reception antenna weight selection circuit 7 and the antenna weight which is an output from the steering vector generation circuit 25.

[0115] The maximum value detection circuit 27 detects the maximum value of an output from the correlative calculation circuit 26 with respect to all the arrival directions which are outputs from the arrival direction generation circuit 24.

[0116] The switching circuit 28 switches the timings of the arrival directions which are outputs from the arrival direction generation circuit 24 when the maximum value of the output from the correlative calculation circuit 26 is detected, and outputs the arrival direction as an estimated arrival direction $\theta r1$.

[0117] The operation of the first transmission direction prediction circuit 29 is shown in FIG. 5. The first transmission direction prediction circuit 29 predicts a transmission direction $\theta t1$ on the basis of the estimated arrival direction $\theta r1$ which is an output from the first arrival direction estimation unit 23. In the graph, the abscissa indicates time, and the ordinate indicates angles of the estimated arrival direction, the actual arrival direction, and the prediction transmission direction. Referring to FIG. 5, the arrival direction estimation value $\theta r1$ estimated from the first selection reception antenna weight $Wr1$ is compared with the actual arrival direction, and adaptive delay τ occurs by time required for adaptive control. Therefore, for example, in linear prediction, when an inclination δ is calculated from the change of time of the arrival direction estimation value $\theta r1$, a transmission direction prediction value $\theta t1$ is expressed by:

$$\theta t1(t) = \theta r1(t) + \delta \theta \times \tau \quad (2)$$

where the arrival direction estimation value $\theta r1(t)$ and the transmission direction prediction value $\theta t1(t)$ are functions of time t .

[0118] Unlike the linear prediction, a method which adaptively predicts the transmission direction prediction value $\theta t1$ such that a mean square error between the transmission direction estimation value $\theta t1$ and the arrival direction estimation value $\theta r1$ is possible. In this manner, when the transmission direction is predicted from the arrival direction estimation value, a present arrival direction can be predicted by using a past arrival direction which is estimated late because of the control

of the adaptive reception unit.

[0119] The first transmission antenna weight generation circuit 30 calculates a transmission antenna weight (steering vector) W_{t1} for forming a directivity pattern having a gain in a transmission direction on the basis of the prediction transmission direction θ_{t1} which is an output from the first transmission direction prediction circuit 29.

[0120] The first transmission antenna weight control unit 81 shown in FIG. 4 is an embodiment in which the reception antenna weight control circuit 22 is controlled at a sufficiently high speed, and the estimated arrival direction θ_{r1} estimated from the first selection reception antenna weight W_{r1} is almost equal to the present arrival direction. In this case, the first transmission antenna weight generation circuit 30 is not required.

[0121] Referring to FIG. 6, each of the first adaptive transmission sub-blocks 101 to 10M in the k-th user adaptive transmission unit 9 is constituted by a transmission weighting combining unit 31 and spreading circuits 331 to 33M.

[0122] The first adaptive transmission sub-blocks 101 to 10M receive transmission antenna weights W_{t1} to W_{tM} which are outputs from transmission antenna weight generation circuits 301 to 30L, and a k-th user transmission signal.

[0123] The transmission weighting combining unit 31 is constituted by fourth complex multipliers 321 to 32N. When the k-th user transmission signal is multiplied by the first transmission antenna weight W_{t1} (W_{t1} to W_{tN}), a signal transmitted by a first inherent antenna directivity pattern is generated.

[0124] The spreading circuits 331 to 33N diffuse N outputs from the transmission weighting combining unit 31 by using a pseudo random code C_k of the k-th user to generate N antenna transmission signals 1 to N. When the pseudo random code C_k is considered as a complex code consisting of two codes C_{ki} and C_{kQ} which are orthogonal to each other, each of the spreading circuits 331 to 33N is realized by one complex multiplier and an averaging circuit operating over a symbol section. Each of the spreading circuits 331 to 33N can also be realized by a transversal filter configuration using the code C_k as a tap weight.

[0125] In the embodiment of the present invention, the code length of the pseudo random code C_k , i.e., a spreading rate is not limited. The adaptive receiver device according to the present invention can also be applied to a signal having a spreading rate of 1 and multiplexed by a system other than a code division multiple access system.

[0126] In the embodiment of the present invention, arrangement intervals between the reception antennas. For example, a wavelength which is 1/2 that of a carrier wave is used. In addition, in the embodiment of the present invention, the number N of reception antennas is not limited.

[0127] Furthermore, in the embodiment according to the present invention, the arrangement of the reception antennas is not limited. For example, a circular arrangement or a straight arrangement is used.

[0128] In the embodiment of the present invention, the directivity of a single reception antenna is not limited. For example, an omni-antenna or a sector antenna is used.

[0129] In addition, in the embodiment of the present invention, the number K of users which simultaneously receive signals and the number M of multi-paths of each user are not limited.

[0130] According to the present invention, in the k-th user adaptive reception unit, since the control method based on the MMSE standards is used, a directivity pattern which actively decreases a gain with respect to an interference wave is formed in the reception unit of the k-th user adaptive transceiver device.

[0131] According to the present invention, there is provided a means which estimates a path arrival direction of a desired wave signal by using a reception antenna weight of the k-th user adaptive reception unit and which generates a transmission antenna weight on the basis of the path arrival direction. For this reason, desired wave arrival direction estimation means for calculating the transmission antenna weight of the transmission unit of the k-th user adaptive transceiver device is not prepared independently of the reception unit.

Industrial Applicability

[0132] As has been described above, the present invention can be applied to an adaptive transceiver device in a base station which mainly copes with a plurality of mobile stations of a mobile communication system. Since there is provided means which estimates a path arrival direction of a desired wave signal by using a reception antenna weight of the k-th user adaptive reception unit and which generates a transmission antenna weight on the basis of the path arrival direction, a merit of the present invention is that a desired wave arrival direction estimation means for calculating the transmission antenna weight of the transmission unit of the k-th user adaptive transceiver device does not need to be prepared independently of the reception unit.

[0133] The adaptive transceiver device according to the present invention can be used in the equipment of a base station using the cdma-One system or the W-CDMA system, and can make a transmission power constant in a predetermined direction by weighting or the like depending on reception sensitivity.

Claims

1. An adaptive transceiver device of a CDMA (Code Division Multiple Access) system characterized by comprising:

path search means for calculating path level information and path delay time information from antenna reception signals;

M (M is a positive integer) adaptive reception units for receiving N (N is a positive integer) antenna reception signals, forming reception directivity patterns each having a gain in the direction of a desired wave signal every path delay time, receiving the desired wave signals, and suppressing interference wave signals; reception antenna weight selection means for selecting reception antenna weights for L (L is an integer equal to or smaller than M) transmission paths among the M reception antenna weights by using the path level information; L transmission antenna weight control units for determining transmission antenna weights for forming transmission directivity patterns by using outputs from the reception antenna weight selection means; and an adaptive transmission unit for forming the transmission directivity pattern having a gain in a user direction by using the transmission antenna weight which is an output from the transmission antenna weight control unit and outputting N combining antenna transmission signals for transmitting the desired wave signal.

2. The adaptive transceiver device according to claim 1, characterized in that the adaptive reception unit has: M delay means which receive the N antenna reception signals and the path delay time information which is an output from the path search means and which match timings depending on the path delay times of M multi-paths; M adaptive reception sub-blocks for forming the reception directivity patterns having gains in the directions of the M multi-paths, suppressing the interference wave signal, and receiving and demodulating the desired wave signal; an adder for synthesizing M demodulation signals; and decision means for performing hard decision to output a decision symbol.
3. The adaptive transceiver device according to claim 2, characterized in that the antenna reception signal is a code division multiple access (CDMA) signal, and

each of the M adaptive reception sub-blocks has: N despreading means which receive the N antenna reception signals and the decision symbol and performs despreading to each of the antenna reception signals by using a pseudo random code of the desired wave signal; a reception weighting combining unit for forming the reception directivity pattern; a demodulation unit for performing the transmission path estimation; a multiplier for multiplying

the decision symbol by a complex transmission path estimation value which is an output from the demodulation unit to cancel a phase change caused by carrier wave phase synchronization; error detection means for subtracting each output from the despreading means from an output from the multiplier; delay means for delaying outputs from the N despreading means depending on the process times of the reception weighting combining means, the demodulation means; and reception antenna weight control means for outputting the reception antenna weight on the basis of the minimum mean square error (MMSE) standards such that the average power of the reception antenna weight control error is minimized by using an output from the delay means and the reception antenna weight control error.

4. The adaptive transceiver device according to claim 3, characterized in that the reception weighting combining unit has: N complex multipliers which receive the N antenna reception signals and the reception antenna weights and which multiply the reception signals by N complex reception antenna weights; and an adder for synthesizing respective outputs from the N complex multipliers.
5. The adaptive transceiver device according to claim 3, characterized in that the demodulation means has: transmission path estimation means which receives an output from the weighting combining unit to estimate the amplitude and the phase of a carrier wave; complex conjugate operation means for calculating a complex conjugate of complex transmission path estimation values which are output from the transmission path estimation means; and a multiplier for multiplying an output from the complex conjugate operation means by an output from the despreading means to perform carrier wave phase synchronization and, at the same time, to perform weighting for synthesizing a maximum ratio.
6. The adaptive transceiver device according to claim 4, characterized in that the demodulation means has: transmission path estimation means which receives an output from the weighting combining unit to estimate the amplitude and the phase of a carrier wave; complex conjugate operation means for calculating a complex conjugate of complex transmission path estimation values which are output from the transmission path estimation means; and a multiplier for multiplying an output from the complex conjugate operation means by an output from the despreading means to perform carrier wave phase synchronization and, at the same time, to perform weighting for synthesizing a maximum

ratio.

antenna weights.

7. The adaptive transceiver device according to claim 1, characterized in that the reception antenna weight selection means receives M reception antenna weights which are outputs from the M adaptive reception sub-blocks, path level information which is an output from the path search means, a path level threshold value, and a maximum transmission count Lmax, and selects a selection reception antenna weight corresponding to L paths the number of which is not larger than the maximum transmission count Lmax and which has a level set within the range of the level of the maximum path to the path level threshold value from the M reception antenna weights.
8. The adaptive transceiver device according to claim 1, characterized in that the transmission antenna weight control unit has: an arrival direction estimation unit which receives the selection reception antenna weight to estimate an estimated arrival direction from the selection reception antenna weight; and a transmission antenna weight generation means for calculating a transmission antenna weight for forming a directivity pattern having a gain in the estimated arrival direction which is an output from the arrival direction estimation unit.
9. The adaptive transceiver device according to claim 1, characterized in that the transmission antenna weight control unit has: an arrival direction estimation unit which receives the selection reception antenna weight to estimate an estimated arrival direction from the selection reception antenna weight; transmission direction prediction means for predicting a transmission direction on the basis of the estimated arrival direction which is an output from the arrival direction estimation unit; and transmission antenna weight generation means for calculating a transmission antenna weight for forming a directivity pattern having a gain in the prediction transmission direction which is an output from the transmission direction prediction means.
10. The adaptive transceiver device according to claim 2, characterized in that the reception antenna weight selection means receives M reception antenna weights which are outputs from the M adaptive reception sub-blocks, path level information which is an output from the path search means, a path level threshold value, and a maximum transmission count Lmax, and selects a selection reception antenna weight corresponding to L paths the number of which is not larger than the maximum transmission count Lmax and which has a level set within the range of the level of the maximum path to the path level threshold value from the M reception antenna weights.
11. The adaptive transceiver device according to claim 2, characterized in that the transmission antenna weight control unit has: an arrival direction estimation unit which receives the selection reception antenna weight to estimate an estimated arrival direction from the selection reception antenna weight; and transmission antenna weight generation means for calculating a transmission antenna weight for forming a directivity pattern having a gain in the estimated arrival direction which is an output from the arrival direction estimation unit.
12. The adaptive transceiver device according to claim 2, characterized in that the transmission antenna weight control unit has: an arrival direction estimation unit which receives the selection reception antenna weight to estimate an estimated arrival direction from the selection reception antenna weight; transmission direction prediction means for predicting a transmission direction on the basis of the estimated arrival direction which is an output from the arrival direction estimation unit; and transmission antenna weight generation means for calculating a transmission antenna weight for forming a directivity pattern having a gain in the prediction transmission direction which is an output from the transmission direction prediction means.
13. The adaptive transceiver device according to claim 11, characterized in that the arrival direction estimation unit has: arrival direction generation means which receives the selection reception antenna weight to sweep arrival directions over all the directions; steering vector generation means for calculating an antenna weight for forming a directivity pattern of a maximum antenna gain in the arrival direction; correlative calculation means for calculating a correlation between the selection reception antenna weight and an antenna weight which is an output from the steering vector generation means; maximum value detection means for detecting the maximum value of outputs from the correlative calculation means with respect to all the arrival directions; and switching means for outputting the arrival direction at a point of time at which the maximum value is detected as an estimated arrival direction.
14. The adaptive transceiver device according to claim 12, characterized in that the transmission direction prediction means predicts a present arrival direction by using a past arrival direction which is estimated late because of the control of the adaptive reception unit.
15. The adaptive transceiver device according to claim 1, characterized in that the adaptive transmission

unit has: L adaptive transmission sub-blocks which receive L transmission antenna weights which are outputs from the L transmission antenna weight control units and a transmission signal and which output N antenna transmission signals for forming a directivity pattern having a gain in a user direction on the basis of the transmission antenna weights and transmitting a desired wave signal; and N adders for synthesizing the antenna transmission signals every antenna to output N combining antenna signals.

16. The adaptive transceiver device according to claim 2, characterized in that the adaptive transmission unit has: L adaptive transmission sub-blocks which receive L transmission antenna weights which are outputs from the L transmission antenna weight control units and a transmission signal and which output N antenna transmission signals for forming a directivity pattern having a gain in a user direction on the basis of the transmission antenna weights and transmitting a desired wave signal; and N adders for synthesizing the antenna transmission signals every antenna to output N combining antenna signals.
17. The adaptive transceiver device according to claim 15, characterized in that each of the adaptive transmission sub-blocks has: a transmission weighting combining unit which receives the transmission antenna weight and the transmission signal to form a transmission directivity pattern; and N spreading means for performing spectrum spreading to each of the N antenna transmission signals by using a pseudo random code of a desired wave signal.
18. The adaptive transceiver device according to claim 17, characterized in that the reception antenna weight is updated every symbol, and the step of updating the reception antenna weight is determined depending on the degree of convergence of the reception antenna weight.
19. The adaptive transceiver device according to claim 18, characterized in that the transmission weighting combining unit has N complex multipliers which receive the transmission antenna weight and the transmission signal and which multiply the transmission signal by N complex transmission antenna weights.

FIG. 1A

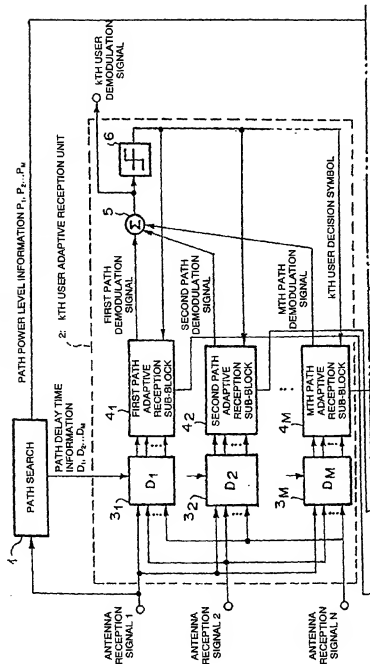


FIG. 1B

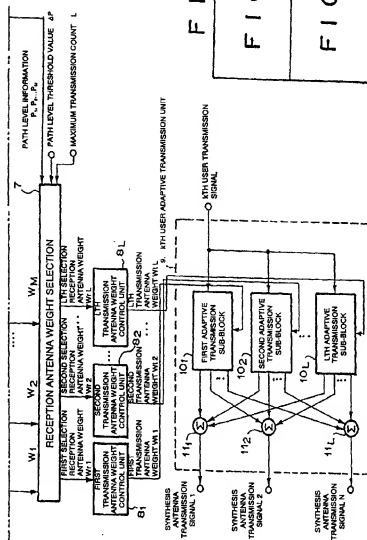


FIG. 1

FIG. 1A

FIG. 1B

FIG. 2

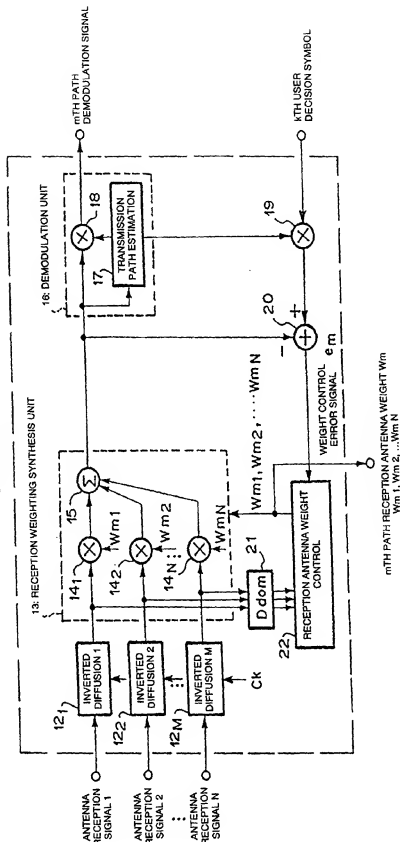


FIG. 3

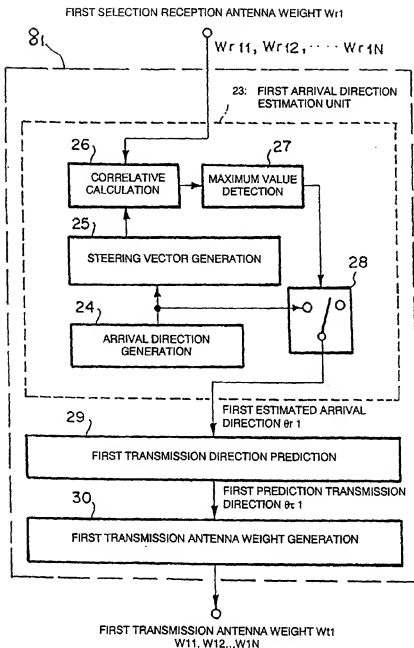


FIG. 4

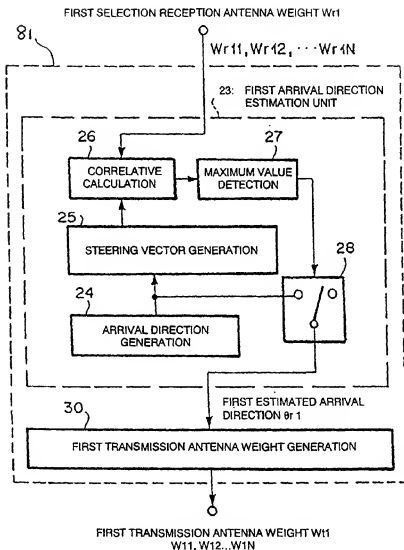


FIG. 5

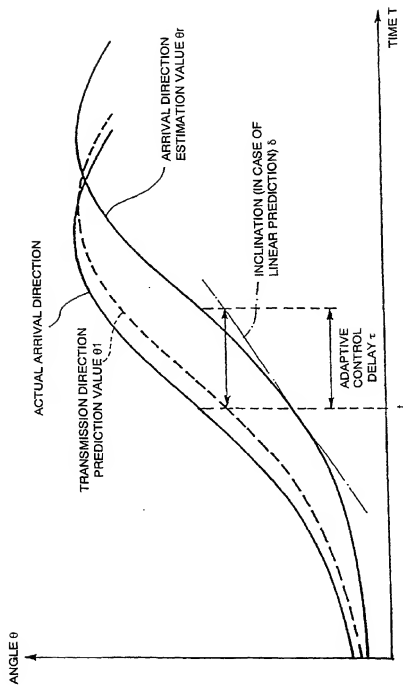


FIG. 6

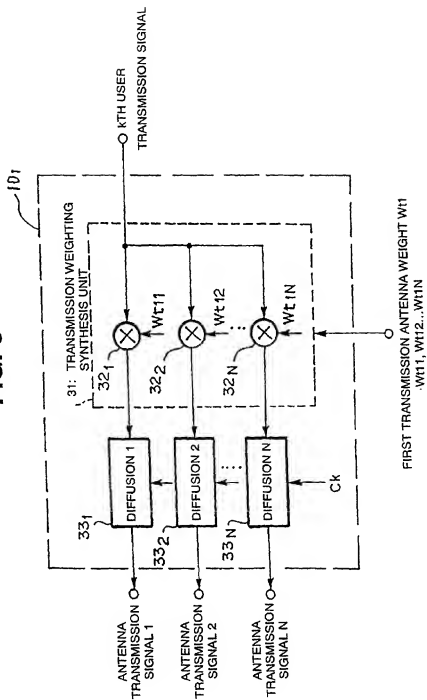


FIG. 7A

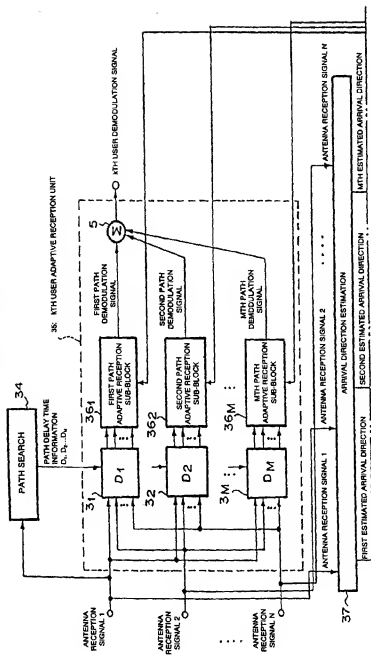


FIG. 7B

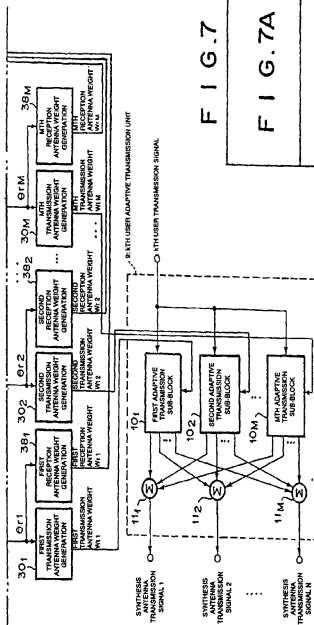


FIG. 7

FIG. 7A

FIG. 7B

FIG. 8

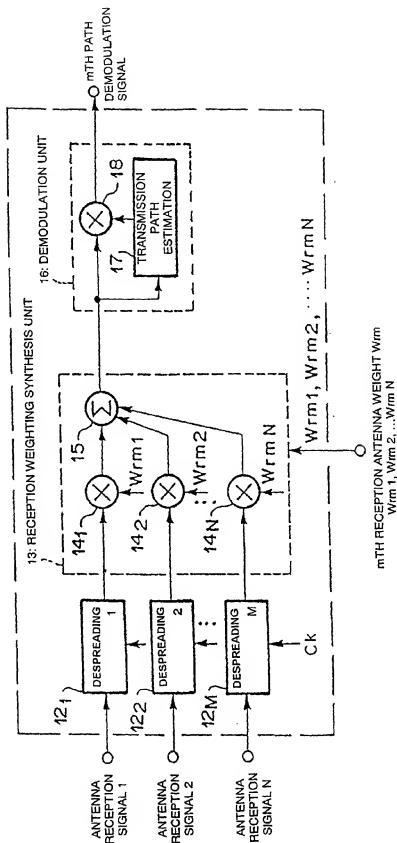


FIG. 9

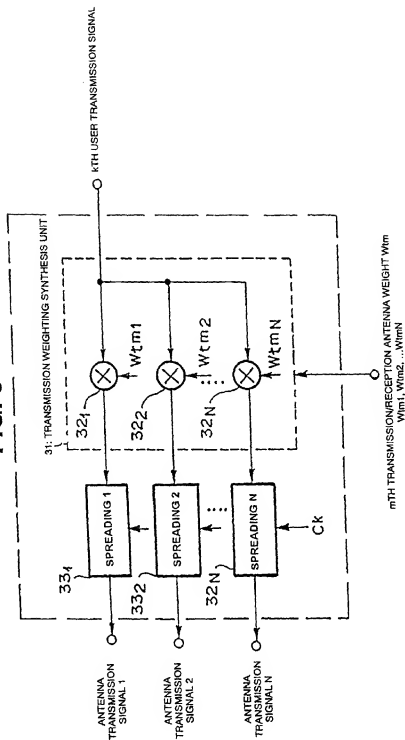


FIG. 10

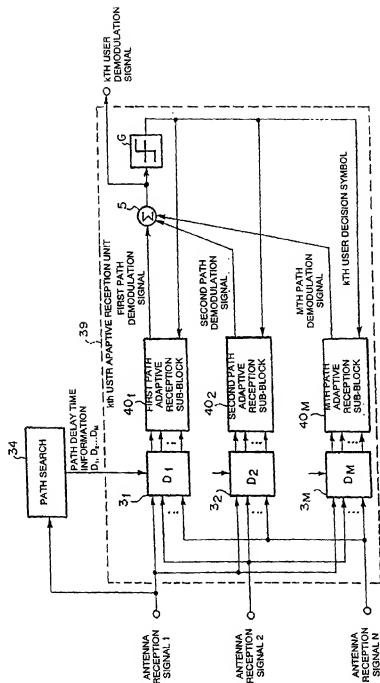
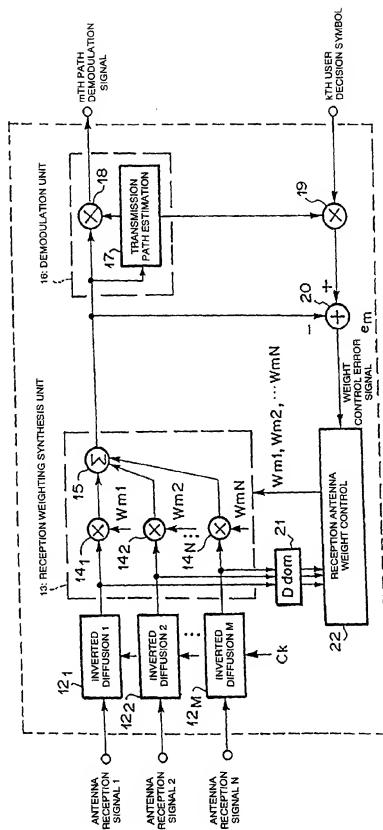


FIG. 11



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP99/03478

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER Int.Cl. ⁸ H04B7/08, H04B7/10, H04B7/26		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) Int.Cl. ⁸ H04B7/00, 7/02-7/12, 7/24-7/26, 113, H04L1/02-1/06, H04Q7/00-7/04		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-1999 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-1999 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-1999		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
PA	JP, 10-285092, A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 23 October, 1998 (23. 10. 98) & EP, 869577, A1	1-19
A	JP, 08-274687, A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 18 October, 1996 (18. 10. 96) (Family: none)	1-19
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "Z" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 24 September, 1999 (24. 09. 99)		Date of mailing of the international search report 5 October, 1999 (05. 10. 99)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office		Authorized officer
Facsimile No.		Telephone No.

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 1992)

(12)

EUROPEAN PATENT APPLICATION

(43) Date of publication:
13.08.2003 Bulletin 2003/33

(51) Int Cl.7: **H04B 7/08**

(21) Application number: 03002622.3

(22) Date of filing: 10.02.2003

(84) Designated Contracting States:
AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR
HU IE IT LI LU MC NL PT SE SI SK TR
 Designated Extension States:
AL LT LV MK RO

(30) Priority: 08.02.2002 RU 2002103215

(71) Applicant: **SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.**
Suwon-City, Kyungki-do (KR)

(72) Inventors:

- Chun, Byung-Jin. c/o Samsung Electronics Co.,Ltd.
Suwon-city, Kyungki-do (KR)
- Garmonov, Alexandr. c/o Samsung Electronics Co.,Ltd.
Suwon-city, Kyungki-do (KR)

- Manelis,Vladimir.c/o Samsung Electronics Co.,Ltd.
Suwon-city, Kyungki-do (KR)
- Savinkov,Andrew.c/o Samsung Electronics Co.,Ltd.
Suwon-city, Kyungki-do (KR)
- Sergienko, Alexandr.c/o Samsung Electr. Co.,Ltd.
Suwon-city, Kyungki-do (KR)
- Tabatsky,Vitaly.c/o Samsung Electronics Co.,Ltd.
Suwon-city, Kyungki-do (KR)
- Yoon,Soon-Young.c/o Samsung Electronics Co.,Ltd.
Suwon-city, Kyungki-do (KR)

(74) Representative: **Lang, Johannes, Dipl.-Ing.**
Bardehle Pagenberg Dost Altenburg Geissler,
Postfach 86 06 20
81633 München (DE)

(54) Pattern forming method and device for an adaptive antenna array of a base station

(57) Based on a selected criterion, the BTS for each mobile station (MS) determines an antenna pattern in the reverse channel, based on combined weight factors in weighed combining of signals from antenna array elements during MS signal receiving, and in the forward channel, based on combined weight factors in weighed combining of signals from antenna array elements during MS signal transmission. The antenna pattern deter-

mined in the forward channel is performed by the reverse channel signal. The antenna pattern determined in the forward channel is based on the estimate of the angle signal area of mobiles station that is the average angle of signal arrival and its angle sector or on the estimate of average angle of signal arrival only. To determine the desired signal angular area, a decision function is proposed, where powerful interference canceling is implemented.

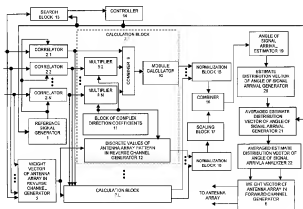


Fig. 7

Description**PRIORITY**

[0001] This application claims priority to an application entitled "PATTERN FORMING METHOD AND DEVICE FOR AN ADAPTIVE ANTENNA ARRAY OF A BASE STATION", filed in the Russian Federal Institute of Industrial Property and assigned Serial No. 2002103215, the contents of which are incorporated herein by reference.

BACKGROUND OF THE INVENTION1. Field of the Invention

[0002] The invention relates generally to radio engineering, and particularly, to methods of radio signal reception and transmission using adaptive antenna arrays in CDMA (Code Division Multiple Access) cellular communications systems. Also, the present invention can be applied to BTS (Base Transceiver Station) receiving devices that form an antenna pattern for each mobile user in both the reverse and forward channels.

2. Description of the Related Art

[0003] The use of an adaptive antenna array in CDMA BTS considerably improves communication quality and system capacity, and expands a BTS coverage area. Consequently, all third generation (3G) standards require use of the adaptive antenna array in a BTS.

[0004] The following conventional approaches to form an antenna pattern of a smart antenna in the forward channel are known in the art.

[0005] According to a first approach, a weight vector of antenna array elements obtained while receiving a signal in a reverse channel is used for signal transmission in a forward channel. This approach is described in Joseph C. Liberti, Theodore S. Rappaport, "Smart Antennas for Wireless Communication", Prentice Hall PTR, 1999, and in United States patents: 6,031,877 to Simon Saunders, entitled "Apparatus and Method for Adaptive Beam forming in an Antenna Array" granted Feb. 29, 2000; and 6,122,260 to Hui Liu, Guanghan Xu entitled "Smart Antenna CDMA Wireless Communication System" granted Sep. 19, 2000. The contents of all of the above referenced documents are incorporated herein by reference. This approach is most efficient in TDD (Time Division Duplexing) communication systems.

[0006] In TDD systems, the forward and reverse channels are time divided and matched in the carrier frequency. Therefore the direction of the signal traveling from the mobile station (MS) to base station (BS), which is determined by an MS signal, matches a direction of the signal traveling from the BS to the MS. However, for FDD (Frequency Division Duplexing) CDMA systems, the applicability of this method is hardly possible because changes in the carrier frequency might result in considerably different multipath characteristics in the forward and reverse channels.

[0007] According to a second approach based on a training signal, an MS estimates forward channel parameters and the estimate is supplied to a BTS via a reverse channel. Based on this estimate, the BTS corrects SA (**Smart Antenna**) weight factors in the forward channel. This approach is described in article Ayman F. Naguib, Argyaswami Paulraj, Thomas Kalath, "Capacity Improvement with Base-Station Antenna Arrays in Cellular CDMA", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 43, no. 3, pp. 691 - 698, August 1994, and in United States patent 5,828,658 to Bjorn E. Ottersten, Craig H. Barratt, David M. Parish, Richard H. Roy entitled "Spectrally Efficient High Capacity Wireless Communication Systems with Spatio-Temporal Processing" granted Oct. 27, 1998. The contents of all of the above referenced documents are incorporated herein by reference.

[0008] The disadvantages of this approach are that a substantial amount of data must be transmitted via the reverse channel to provide feedback and that a long response time of feedback is required. In addition, the use of feedback is impossible in some cellular communications systems, particularly, the 3GPP2 system.

[0009] According to a third approach, a direction of arrival of a strongest component of a mobile user multipath signal is determined (see Joseph C. Liberti, Theodore S. Rappaport, "Smart Antennas for Wireless Communication, Prentice Hall PTR", 1999, and United States patent 6,108,565 to Shimon B. Scherzer entitled "Practical Space-Time Radio Method for CDMA Communication Capacity Enhancement" granted Aug. 22, 2000). This direction is considered as the main direction of a signal traveling from a BTS to an MS. Complex coefficients of the antenna array elements in the forward channel are selected so that the main lobe of the forward channel antenna pattern is oriented in this direction. The width of the main lobe can be determined by an angle sector of the signal.

[0010] One possible operation of the third approach is a consequential method disclosed in United States patent 6,108,565. In the method of space-time signal processing a switch beam forming method is used. The width of an antenna beam lobe depends on the distance from mobile users to BTS. If mobile users are in a close vicinity of the BTS, the lobe corresponding to them becomes wider. When mobile users are far away from the BTS, the lobe corre-

sponding to them becomes narrower. Due to the fact that this approach requires information on a distance to the mobile users due to the consequential character of angle spread estimation, it cannot have sufficient accuracy.

[0011] A pattern forming method for an adaptive antenna array is described in United States patent 6,108,565, and is the closest to the proposed solution in the prior art (hereinafter referred to as the "prototype").

[0012] The method of utilizing the prototype is described as follows. For each path, weight coefficients of antenna array elements are generated in order to periodically perform the following operations: first, the input signal is demodulated at antenna array elements, then fast Hadamard transformation of the demodulated input signal at the antenna array elements is performed generating the input signal matrix, the input signal matrix is multiplied by the matrix of reference signals, the estimate of the angle of arrival of the input path signal is determined by analyzing the multiplication result of the input signal matrix and matrix of reference signals, the current value of the weight vector is determined as the vector that corresponds to the estimate of the angle of arrival of the input path signal, current values of weight vectors of paths are output and used to determine a pattern of the adaptive antenna array, and the matrix of reference signals is determined by the signals that correspond to pre-determined discrete hypothesizes on the angle of arrival of the input signal.

[0013] The estimate of an angle of an arrival of an input signal θ determines a weight vector according to Equation 1 below:

$$\mathbf{w} = [1, e^{-j\phi}, e^{-j2\phi}, \dots, e^{-j(N-1)\phi}] \quad \dots\dots\dots (1)$$

where $\phi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta$, λ is a wavelength, d is a distance between antenna array elements, and N is a number of antenna array elements.

[0014] In order to implement this method the prototype (conventional) device comprising L path signal processing blocks, which is illustrated in Fig. 1, is used. As illustrated in Fig. 1, the device comprises L path signal processing blocks. Each of L path signal processing blocks contains N parallel channels, consisting of successively connected correlators 2 and fast Hadamard transformers 3. Also, the device consists of a reference signal generator 1, matrix multiplier and analyzer 4, weight vector of reverse channel antenna array generator 5, and weight vector of forward channel antenna array generator 6.

[0015] First inputs of correlators 2.1 - 2.N are signal inputs and also inputs of the device. The second inputs are reference inputs and combine with the output of reference signal generator 1. The output of each fast Hadamard transformer 3.1 - 3.N is connected to the corresponding inputs of matrix multiplier and analyzer 4, the output of which is supplied as the input of weight vector of reverse channel antenna array generator 5. A first output of weight vector of reverse channel antenna array generator 5 is the output of the current weight vector of the reverse channel and the first output of the path signal processing block of the device. A second output of weight vector of reverse channel antenna array generators is supplied as the input of weight vector of forward channel antenna array generator 6. The output of weight vector of forward channel antenna array generator 6 is the output of the current weight vector in the forward channel and second output of the path signal processing block of the device.

[0016] The prototype (conventional) device illustrated in Fig. 1 operates in the following manner.

[0017] According to the description above of the prototype, in each of L path signal processing blocks, a complex input signal is fed to first (signal) inputs of correlators 2.1 - 2.N. A reference PN sequence is supplied from reference signal generator 1 to second (reference) inputs of correlators 2.1 - 2.N. The state of reference signal generator 1 corresponds to the value of the time position of the path signal in the multipath signal to be received. Complex demodulated signals supplied from outputs of correlators 2.1 - 2.N are fed to inputs of the corresponding fast Hadamard transformers 3.1 - 3.N, where Hadamard basis decomposition of the input signal is performed. Spectrums of input signals supplied from outputs of fast Hadamard transformers 3.1 - 3.N are supplied to N inputs of matrix multiplier and analyzer 4. In block 4, the matrix of reference signals multiplies the input signal matrix. The input signal matrix is generated by the spectrums of input signals. The matrix of reference signals is determined by signals that correspond to pre-determined discrete hypothesizes on the angle of arrival of the input path signal.

[0018] In addition, in the matrix multiplier and analyzer 4 the multiplication result of the input signal matrix and matrix of reference signals is analyzed and the estimate of the angle of arrival of the input path signal is determined. The estimate of the angle of arrival of the input path signal supplied from the output of the matrix multiplier and analyzer 4 is applied to the input of weight vector of reverse channel antenna array generator 5. Weight vector of reverse channel antenna array generator 5 generates the current weight vector of the reverse channel path at its first output based on

the estimate of the angle of arrival of the input path signal. This weight vector is the first output signal of the device.

[0019] The estimate of the angle of arrival of the input path signal supplied from the output of weight vector of reverse channel antenna array generators is fed to the input of weight vector of forward channel antenna array generator 6. Weight vector of forward channel antenna array generator 6 generates the current weight vector of the forward channel path at its output based on the estimate of the angle of arrival of the input path signal. This weight vector is the second output signal of the device.

[0020] The width of the antenna beam lobe in the forward channel depends on the distance from mobile users to the BTS. If mobile users are in the close vicinity of the BTS, the lobe corresponding to them becomes wider. When mobile users are far away from the BTS, the lobe corresponding to them becomes narrower.

[0021] This approach requires determining the distance to mobile users due to the consequential character of angle spread estimation and therefore does not have sufficient accuracy.

[0022] Further drawbacks of this method are that in the presence of strong interferences from other users (high rate users, i.e., users with high data transmission rate) the desired signal can be cancelled by the interference and the correct solution about the direction of arrival and angular area of the desired signal cannot be determined.

SUMMARY OF THE INVENTION

[0023] Therefore, the present invention has been designed in view of the above problems, and it is an object of the present invention to improve the interference canceling efficiency in the complex interference-signal environment in the presence of powerful interferences with arbitrary values of the desired signal, and interference angle sector including great ones.

[0024] Two embodiments of the pattern forming method and device for a BTS adaptive antenna array are described herein below. The first embodiment of the antenna pattern forming method is applied to random values of user signals' angle spread, and in the second embodiment a method is applied to relatively small (e.g., less than 30 degrees) values of user signals' angle spread.

[0025] The first embodiment of the pattern forming method for a BTS adaptive antenna array in which the common pilot signal is transmitted from one of the antenna array elements and an information signal is transmitted to each subscriber from all antenna array elements, and during reception of the subscriber signal the complex correlation responses of the pilot signal of antenna array elements are generated, the complex weight coefficients of antenna array elements in the reverse channel are generated, for each of L different directions of the researched angular area the decision function is generated, the direction of the decision function maximum is determined, the estimate of the average angle of arrival of the signal is generated, taking into account the geometry of the antenna array the phase coefficients of antenna array elements are determined using the generated estimate of the average angle of arrival of the signal. Before the generation of complex correlation responses of the pilot signal of antenna array elements for each subscriber, the search for the subscriber signal is performed to determine time positions of path signals, a path the signal of which has the maximum power is selected, the sequence of estimates of angle of signal arrival is generated, estimate of the angle of arrival of the signal after generation of complex correlation responses of the pilot signal of antenna array elements is generated, for each of L different directions of the researched angular area the complex correlation responses of the pilot signal are generated at the output of the antenna array combined products of complex correlation responses of the pilot signal of antenna array elements and corresponding complex coefficients of each direction, modules of complex correlation responses of the pilot signal are generated at the output of the antenna array for L different directions and the maximum module is determined, and normalized modules of complex correlation responses of the pilot signal are generated at the output of the antenna array for L different directions determining ratios of modules of complex correlation responses of the pilot signal at the output of the antenna array for L different directions and the maximum module.

[0026] After generation of complex weight coefficients of the antenna array in the reverse channel for each of L different directions of the considered angular area the values of the antenna pattern in the reverse channel are generated, the maximum generated value of the antenna pattern in the reverse channel is determined, normalized values of the antenna pattern in the reverse channel are generated for L different directions determining ratios of values of the antenna pattern and the maximum value, and the decision function for each of L different directions of the researched angular area is generated performing the weighed combining of the normalized module of the complex correlation response of the pilot signal at the output of the antenna array and the normalized value of the antenna pattern in the reverse channel.

[0027] While determining the direction of the decision function maximum the estimate of the angle of signal arrival is obtained as a direction of the decision function maximum, the sequence of generated estimates of the angle of arrival of the signal is grouped in blocks, each having M estimates of the angle of signal arrival, and the sequence of estimate distribution vectors of angle of signal arrival of blocks is generated. In this case for each block the estimate distribution vector of angle of signal arrival of block of L length is

generated by M generated estimates of angle of signal arrival of the block; each element of this vector corresponds to one of L directions of the researched angle area and is equal to the number of estimates of angle of signal arrival of the given direction, and the sequence of averaged estimate distribution vectors of angle of signal arrival is generated based on the sequence of estimate distribution vectors of angle of arrival of the signal of blocks using the sliding window.

[0028] For each averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival estimates of the top and bottom boundaries of the angle signal area are determined, and estimate of the average angle of arrival is generated by obtained estimates of the top and bottom boundaries of the angle signal area.

[0029] After determination of phase coefficients of antenna array elements, the correlation matrix of signals of antenna array elements is generated based on the obtained estimates of the top and bottom boundaries of the angle signal area, Cholesky transformation of the generated correlation matrix is performed obtaining the bottom triangular matrix, ratio of amplitude coefficients of antenna array elements and the amplitude coefficient of the antenna array element is determined, the pilot signal is transmitted from this antenna array element using the obtained bottom triangular matrix and phase coefficients of antenna array elements, the normalized coefficient is determined by the obtained ratio taking into account the number of antenna array elements, amplitude coefficients of antenna array elements are determined by multiplying the normalized coefficient by the ratio of amplitude coefficients of antenna array elements and the amplitude coefficient of the antenna array element from which the pilot signal is transmitted, and generated amplitude and phase coefficients of antenna array elements are used to transmit the information signal to the subscriber.

[0030] The estimate of the bottom and top boundaries of the angle signal area is performed, for example, in the following manner: the maximum element of the averaged estimate distribution vector of angle of arrival of the signal is determined, the bottom and top elements are determined as boundaries of the group of elements of the averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival; in this case this group of elements comprises the maximum element of the averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival and elements of the group exceed the threshold, however, in either of the directions of the maximum element a single non-exceeding of the threshold as well as a group one, two of three elements placed near one another, are allowed, the sum of elements of the averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival that are located below the bottom element is determined and the sum of elements of the averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival that are located above the top element is also determined, the correcting amendment is generated for the bottom element, this amendment depends on the sum of elements of the averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival that are located below the bottom element and the correcting amendment is generated for the top element, this amendment depends on the sum of elements of the averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival that are located above the top element, the correction value is determined both for the bottom and top elements, the value being dependent on the position of the maximum element of the averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival, the estimate of the bottom boundary of the angle signal area is determined as a difference of the angle coordinate corresponding to the bottom element, and the sum of the correcting amendment is determined for the bottom element and the correction value, and the estimate of the top boundary of the angle signal area is determined as a sum of the angle coordinate corresponding to the top element, correcting amendment for the top element and correction value.

[0031] The estimate of the average angle of signal arrival can be generated as a half-sum of estimates of the bottom and top boundaries of the angle signal area.

[0032] The ratios of amplitude coefficients of antenna array elements and the amplitude coefficient of the antenna array element from which the pilot signal is transmitted can be equal to each other. This ratio is determined as the maximum value within the interval from 0 to 1 for which the ratio of average powers of the statistically coherent and statistically non-coherent components of the model of the information signal received by the subscriber does not exceed the given value.

[0033] The second embodiment of the forward channel pattern forming method for BTS adaptive antenna array consists of receiving the subscriber signal while the complex correlation responses of the pilot signal of antenna array elements are generated, the complex weight coefficients of adaptive antenna array elements in the reverse channel are generated, for each of L different directions of the researched angular area the decision function is generated, the direction of the decision function maximum is determined generating the estimate of the average angle of signal arrival, and taking into account the geometry of the antenna array the phase coefficients of antenna array elements are determined using the generated estimate of the average angle of arrival of the signal.

[0034] Before generation of complex correlation responses of the pilot signal of antenna array elements for each subscriber, the search for the subscriber signal is performed determining time positions of path signals, a path the signal of which has the maximum power is selected, and the estimate of the average angle of arrival of the subscriber signal is generated periodically. After generation of complex correlation responses of the pilot signal of antenna array elements in the reverse channel, for each of L different directions of the researched angular area the complex correlation responses of the pilot signal are generated at the output of the antenna array combining products of complex correlation responses of the pilot signal of antenna array elements and corresponding complex coefficients of each direction, modules of the complex correlation responses of the pilot signal are generated at the output of the antenna array for

L different directions, the summed correlation response of the pilot signal is generated at the output of the antenna array combining the modules of complex correlation responses of the pilot signal at the output of the antenna array for L different directions and the maximum of the modules is determined, and the normalized summed correlation responses of the pilot signal are generated at the output of the antenna array for L different directions determining the ratios of the summed correlation responses of the pilot signal at the output of the antenna array for L different directions to the maximum summed correlation response.

[0035] After generation of complex weight coefficients of antenna array elements in the reverse channel, for each of L different directions of the researched angular area the values of the antenna pattern are generated in the reverse channel, the maximum generated value of the antenna pattern is determined in the reverse channel, normalized values of the antenna pattern are generated in the reverse channel for L different directions determining the ratio of values of the antenna array and the maximum value, and the decision function for each of L different directions of the researched angular area is generated performing the weighed combining of the normalized summed correlation response of the pilot signal at the output of the antenna array and normalized value of the antenna array in the reverse channel. After generation of the average angle of signal arrival and phase coefficients of antenna array elements, amplitude coefficients of antenna array elements are set equal to each other, amplitude and phase coefficients of antenna array elements are used to transmit a signal to the subscriber.

[0036] While combining the modules of complex correlation responses of the pilot signal at the output of the antenna array for L different directions the number of components is either set constant or selected adaptively depending on the estimate of the signal fading frequency.

In order to solve the problem the first embodiment of the forward channel pattern forming device for BTS adaptive antenna array comprising N correlators, the reference signal generator, the angle of signal arrival estimator, the weight vector of antenna array in the reverse channel generator, and the weight vector of antenna array in the forward channel generator, where first inputs of correlators are signal inputs and connected to the inputs of the device, second inputs of correlators are reference inputs and joint with the output of the reference signal generator.

[0037] L blocks of calculation of decision function for different directions, each containing $N - 1$ multipliers, the first combiner, module calculator, block of complex direction coefficients, and discrete values of antenna pattern in the reverse channel calculator. The following blocks are also added: the search block, controller, first and second normalization blocks, second combiner, scaling block, estimate distribution vector of angle of signal arrival generator, averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival analyzer, where the first input of the search block is connected to the first input of the device, the second input of the search block is the control and connected to the output of the device, the output of the search block is the output of the search decision function and connected to the input of the controller, the input of the reference signal generator is the control and connected to the output of the controller, providing the synchronous operation of blocks of the device, first inputs of $N - 1$ multipliers and the first input of first combiner is first inputs of the decision function of direction calculator and are connected to the outputs of the corresponding correlators.

[0038] Generating the correlation responses of the pilot signal of antenna array elements at these outputs, the outputs of the multipliers are connected to the inputs of first combiner, from the second one to N -th, the output of first combiner is the output of the complex correlation response of the pilot signal of the given direction at the output of the antenna array and is connected to the input of the module calculation block, and the first output of each decision function of direction calculator and is connected to the corresponding input of first normalization block, the first input of the discrete values of antenna array in the reverse channel calculator is the second input of each decision function of direction calculator and is connected to the output of the weight vector of antenna array in the reverse channel generator generating the weight coefficients of antenna array elements in the reverse channel, signal inputs of the weight vector of antenna array in the reverse channel generator is connected to the inputs of the device, the second input of the block of calculation of discrete values of antenna pattern in the reverse channel and second inputs of $N - 1$ multipliers are combined and connected to the outputs of the complex direction coefficients which outputs complex coefficients of the given direction, the output of the block of calculation of discrete values of antenna pattern in the reverse channel which is the second output of the block of calculation of decision function of direction and the output of the value of the antenna array pattern in the reverse channel of the given direction is connected to the corresponding input of second normalization block.

[0039] The output of first normalization block which is the output of the normalized modules of complex correlation responses of the pilot signal at the output of the antenna array of all L directions is connected to the first input of second combiner, the output of second normalization block is the output of normalized values of antenna array pattern in the reverse channel of all L directions and is joint with the input of the scaling block, the output of the scaling block is the output of weighed normalized values of antenna array pattern in the reverse channel for L directions and is joint with the second input of second combiner, the output of second combiner is the output of values of the decision function for L directions and is connected to the input of the angle of signal arrival estimator, the output of which is the output of the estimate of the average angle of signal arrival is connected to the input of the estimate distribution vector of

angle of signal arrival generator, at the output generating the sequence of estimate distribution vectors of angle of signal arrival, the output of the estimate distribution vector of angle of signal arrival generator is connected to the first input of averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival generator, the second input of which is the control and is connected to the output of the controller, the output of the averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival generator is the output of the sequence of averaged estimate distribution vectors of angle of signal arrival and is connected to the input of the estimate distribution vector of angle of signal arrival analyzer generate the estimates of the top and bottom boundaries of the angle signal area, the outputs of the estimate distribution vector of angle of signal arrival analyzer are connected to the corresponding inputs of the weight vector of antenna array pattern in the forward channel generator, the outputs of the weight vector of antenna array pattern in the forward channel generator are the outputs of amplitude and phase coefficients of antenna array elements.

[0040] In order to solve the given problems the second embodiment of the forward channel pattern forming device for BTS adaptive antenna array comprising N correlators, the reference signal generator, angle of signal arrival estimator, weight vector of antenna array in the reverse channel generator, and weight vector of antenna array in the forward channel generator, where first inputs of correlators are signal inputs and connected to the inputs of the device, second inputs of correlators are reference inputs and connected to the output of the reference signal generator.

[0041] L blocks of calculation of decision function for different directions, each containing $N - 1$ multipliers, first combiner, module calculation block, reset combiner, complex direction coefficients and discrete values of antenna array pattern in the reverse channel calculator. Also included are the search block, controller, first and second normalization blocks, second combiner, scaling block, where the first input of the search block is connected to the first input of the device, the second input of the search block is the control and is connected to the output of the controller, the output of the search block is the output of the decision function of search and is connected to with the input of the controller, the input of the reference signal generator is the control and is connected to the output of the controller, providing the synchronous operation of blocks of the device.

[0042] First inputs of $N - 1$ multipliers and the first input of first combiner are first inputs of the block of calculation decision function of direction and are connected to the outputs of the corresponding correlators generating the correlation responses of the pilot signal of antenna array elements at their outputs, the outputs of multipliers are connected to the inputs of first combiner beginning from the second one to N -th, the output of first combiner is the output of the complex correlation response of the pilot signal of the given direction at the output of the antenna array and is connected to the input of the module calculation block, the output of which is the output of the module of the complex correlation response of the pilot signal of the given direction at the output of the antenna array and is connected to the first input of the reset combiner, the second input of which is the input of the reset signal and is connected to the output of the controller, the output of the reset combiner is the output of the combined correlation response of the pilot signal of the given direction at the output of the antenna array and the first output of each of the decision function of direction calculators and is connected to the corresponding input of first normalization block. The first input of the discrete values of antenna array pattern in the reverse channel calculator is the second input of each decision function of direction calculator and is connected to the output of the weight vector of antenna array in the reverse channel generator generating the weight coefficients of antenna array elements in the reverse channel at the output of the antenna array, the signal inputs of the weight vector of antenna array in the reverse channel generator are connected to the inputs of the device, the second input of the discrete values of antenna array pattern in the reverse channel calculator and second inputs of $N - 1$ multipliers are combined and connected to the output of the complex direction coefficients which is the output of complex coefficients of the given direction, the output of the discrete values of antenna array pattern in the reverse channel calculator which is the second output of the decision function of direction and the output of the value of the antenna array pattern in the reverse channel calculator of the given direction is connected to the corresponding input of second normalization block.

[0043] The output of first normalization block which is the output of normalized combined modules of complex correlation responses of the pilot signal at the output of the antenna array of all L directions is connected to the first input of second combiner, the output of second normalization block is the output of normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel of all L directions and is connected to the input of the scaling block, the output of the scaling block is the output of weighed normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel for L directions and is joint with the second input of second combiner, the output of second combiner is the output of values of decision function for L directions and is connected to the input of the angle of signal arrival estimator the output of which is the output of the estimate of average angle of signal arrival and is joint with the input of the weight vector of antenna array pattern in the forward channel generator, the outputs of the weight vector of antenna array pattern in the forward channel generator are the outputs of amplitude and phase coefficients of antenna array elements.

[0044] The comparative analysis of the first and second embodiments of the method and device of generation of base station adaptive antenna array pattern with the prototype shows that the proposed inventions differ significantly from the prototype since they improve interference canceling in complex interference-signal environment.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

[0045] The above and other features, objects, and advantages of the present invention will become more apparent from the detailed description set forth below when taken in conjunction with the drawings wherein like reference characters correspond throughout, in which:

Fig. 1 is a block diagram of a conventional device;

Fig. 2 illustrates an antenna array pattern forming in a forward channel;

Fig. 3 illustrates an example of sliding window usage for obtaining an averaged vector of an estimated distribution of an angle of a signal arrival;

Fig. 4 illustrates an example of top and bottom element determination;

Fig. 5 illustrates an example of a highly elevated bottom element under an influence of powerful interference;

Fig. 6 illustrates an example of an antenna array elements numbering order;

Fig. 7 is a block-diagram of a first embodiment of the present invention;

Fig. 8 illustrates an embodiment of the vector of estimate distribution of angle of signal arrival generator;

Fig. 9 illustrates an embodiment of the averaged vector of estimate distribution of angle of signal arrival generator;

Fig. 10 illustrates an embodiment of the vector of estimate distribution of angle of signal arrival analyzer;

Fig. 11 illustrates an embodiment of the forward channel antenna array weight coefficients vector generator;

Fig. 12 illustrates an operation algorithm of a ratio generation node of antenna array elements amplitude coefficients;

Fig. 13 is a block diagram of a second embodiment of the present invention;

Fig. 14 illustrates an antenna pattern of a forward channel, where

$$\hat{\theta} = \pi/2, \hat{\Delta} = \pi/2, \mu = 0.13;$$

Fig. 15 illustrates an antenna pattern of a forward channel, where

$$\hat{\theta} = \pi/3, \hat{\Delta} = \pi/3, \mu = 0.49;$$

and

Fig. 16 illustrates an antenna pattern of a forward channel, where

$$\hat{\theta} = \pi/3, \hat{\Delta} = 2\pi/3, \mu = 0.14.$$

DETAILED DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENTS

[0046] Preferred embodiments of the present invention will be described in detail herein below with reference to the annexed drawings. In the following description, a detailed description of known functions and configurations incorporated herein will be omitted when it is not necessary to describe the subject matter of the present invention.

[0047] In the first embodiment of the present invention, a first method of antenna pattern forming of a BS adaptive antenna array, during which the common pilot signal is transmitted from one of the antenna array elements and an information signal is transmitted to each user from all the antenna array elements, will be described herein below.

[0048] For each user, the search for user signal is carried out by determining the time positions of path signals, the signal with the maximum power is selected. Next, the estimated sequence of the angle of the signal arrival is determined. For generation of each angle of signal arrival estimate, the complex correlation pilot signal responses of the antenna array elements are formed. For each of L different directions $\theta_{p,i} = \overline{1, L}$ of the researched angular area the complex correlation pilot signal responses at the antenna array output are formed by adding the products of the complex correlation pilot signal responses of antenna array elements to corresponding complex coefficients of each direction. The modules of complex correlation pilot signal responses at the antenna array output for L different directions are formed and the maximum one is to be determined. Normalized modules of complex correlation pilot signal responses at the antenna array output for L different directions are formed by determining the ratios of complex correlation pilot signal responses at the antenna array output for L different directions modules to the maximum module. The complex weight coefficients of the adaptive antenna array elements in the reverse channel are determined during user signal reception.

[0049] For each of L different directions $\theta_{p,i} = \overline{1, L}$ of the researched angular area, the value of the antenna array pattern in the reverse channel is determined. The maximum of the determined values of the antenna array pattern in the reverse channel is determined. Then normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel for L different directions is determined by finding the ratios of the antenna array pattern in the reverse channel values to the maximum value.

[0050] For each of L different directions $\theta_{p,i} = \overline{1, L}$ of the researched angular area, the decision function is determined fulfilling the weighed combining of the normalized module of complex correlation pilot signal response at the antenna array output and the normalized value of the antenna array pattern in the reverse channel. The angle of arrival estimate is determined as a decision function maximum direction, and the sequence of the formed angle of arrival estimates is grouped into blocks each containing M estimates of angle of arrival. The sequence of vectors of block angle of signal arrival estimate distribution is determined for each block by M determined estimates of block signal angle of arrival, the vector of block angle of signal arrival estimates distribution the length of which is L , each element of which corresponds to one of L directions of the researched angular area and is equal to the number of angle of arrival estimates of this direction. The sequence of the averaged vectors of angle of arrival estimates distribution is determined from the sequence of block angle of arrival estimates distribution using sliding window.

[0051] For each averaged vector of angle of arrival estimate distribution, the estimates of top and bottom boundaries of the angular area are to be determined. The estimate of the average angle of arrival is determined by the obtained estimates of the top and the bottom boundaries of the angular area. Considering the geometry of the antenna array, the phase coefficients of the antenna array elements are determined using the determined estimate of average angle of arrival. The correlation matrix of the antenna array element signals is determined by the estimates of the top and the bottom boundaries of signal angular area thus obtained.

[0052] Further, Cholesky transformation of the formed correlation matrix is carried out, thus obtaining the bottom triangular matrix. The ratio of the antenna array elements amplitude coefficients to the amplitude coefficient of the antenna array element from which the pilot signal is transmitted is determined using the obtained bottom triangular matrix and phase coefficients of the antenna array. The normalized coefficient is determined by taking into account the number of the antenna array elements.

[0053] The amplitude coefficients of the antenna array are determined by the multiplication of the standard coefficient by the ratio of the antenna array element amplitude coefficients to the amplitude coefficient of the antenna array element from which the pilot signal is transmitted.

[0054] The generated amplitude and phase coefficients of the antenna array elements are used for transmission of the information symbol to a user.

[0055] The estimation of the top and bottom boundaries of signal angular area are performed, for example, in the following manner.

[0056] First, the maximum element of the averaged vector of angle of arrival estimates distribution is determined. Then, the top and bottom elements are determined as boundaries of the group of averaged angle of arrival estimate distribution vector, this group of the elements includes the maximum element of the averaged angle of arrival estimate distribution vector, and the elements of the group exceeds the threshold, but at each side from the maximum element single non-exceedings of the threshold can be permitted as well as one group non-exceeding of the threshold from two or three neighbor elements. The sum of the elements of the averaged angle of arrival estimates distribution vector is to be determined as well as the sum of the elements of the averaged angle of arrival estimates distribution vector that are located above the top element. The correction amendment for the bottom element is formed that depends on the sum of the elements of averaged angle of arrival estimates distribution that are located below the bottom element and the correction amendment for the top element is formed that depends on the sum of the elements of averaged angle of arrival estimates distribution that are located above the top element. The correction value for the top and the

bottom elements is determined that depends on the location of the maximum element of averaged angle of arrival estimates distribution vector.

[0057] The estimate of the bottom signal angular area boundary is determined as the difference of the angular coordinate that corresponds to the bottom element and is determined as the sum of the correction amendment for the bottom element and the correction value. The estimate of the top signal angular area boundary is determined as the sum of the angular coordinate that corresponds to the top element, the correction amendment for the top element and the correction value.

[0058] The estimate of the average angle of arrival may be determined as a half-sum of the estimates of the top and the bottom boundaries of the signal angular area.

[0059] The ratio of the antenna array amplitude coefficients to the antenna array amplitude coefficient from which the pilot signal is transmitted may be equal to each other, and this ratio is determined as the maximum value from the interval from 0 to 1. For this antenna array ratio, the ratio of the average powers statistically non-coherent and statistically coherent summands of information signal model that is received by the user does not exceed the given value.

[0060] The proposed algorithm of the forward channel antenna pattern determined by the first embodiment consists of two stages. The first stage, the estimate of useful signal angular boundaries is determined. This estimate is carried out by the signal of the mobile user that is received by the BS. The second stage, the forward channel antenna pattern determination is fulfilled by the estimates of useful signal angular area boundaries that are obtained in the first stage.

[0061] The first stage of the forward channel antenna pattern forming algorithm (the estimate of the angular boundaries of useful signal area), which includes using the reverse channel antenna array weight coefficients \mathbf{W}_{up} , consists of the following.

[0062] For each of L different directions $\theta_i, i = \overline{1, L}$ of the researched angular area, the module of "short" complex correlation pilot signal response at the antenna array output is determined by

$$X(\theta_i) = \left| \sum_{n=1}^N a_n(\theta_i) u_n \right|$$

.....(2)

where $a_n(\theta_i) = \exp[j\pi(n-1)\cos\theta_i], n = \overline{1, N}, i = \overline{1, L}$ represents complex coefficients of each direction, $u_n, n = \overline{1, N}$ represents complex correlation pilot signal responses at the outputs of the antenna array elements correlators, N is a number of the antenna array elements.

[0063] The value of complex correlation pilot signal response module at the output of the antenna array from Equation 2 is normalized

$$\tilde{X}(\theta_i) = X(\theta_i) / X_{\max}, \quad X_{\max} = \max X(\theta_i), \quad i = \overline{1, L}.$$

..... (3)

[0064] The discrete values of the reverse channel antenna array pattern are determined for the same directions $\theta_i, i = \overline{1, L}$

$$F(\theta_i) = \left| \mathbf{w}_{up}^H \mathbf{a}(\theta_i) \right|$$

.....(4)

where \mathbf{W}_{up} is the vector of the weight coefficients of the adaptive antenna array elements in the reverse channel when receiving the users' signal that is obtained during the adaptation of the antenna array in the reverse channel and which takes into account the canceling of the powerful concomitant interferences. $(\cdot)^H$ is the operation of Hermitian conjugation, and $\mathbf{a}_n(\theta_i)$ represents the vector of complex coefficients for the direction θ_i .

[0065] The value obtain from Equation 4 is then normalized

$$\tilde{F}(\theta_i) = F(\theta_i)/F_{\max}, \quad F_{\max} = \max F(\theta_i), \quad i = \overline{1, L}$$

.....(5)

[0066] The decision function that is equal to the weighted sum of the complex correlation pilot signal response standard module at the output of the antenna array from Equation 3 and standard value of the reverse channel antenna array pattern from Equation 5 is formed

$$R(\theta_i) = \tilde{X}(\theta_i) + \alpha \tilde{F}(\theta_i)$$

.....(6)

where α is a weight coefficient.

[0067] The estimate of short measurement angle of signal arrival is determined as the direction (angular position) of the decision function maximum from Equation 6

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta_i} R(\theta_i)$$

.....(7)

[0068] This equation represents the angle that maximizes $R(\theta)$.

[0069] All of the above-described operations are repeated M times, i.e., M angle of arrival estimates ("short" measurements) are produced. The sequence of the determined angle of arrival estimates is grouped into the blocks. Each block contains M angle of arrival estimates.

[0070] By M determined angle of arrival estimates, from Equation 7, of each block the estimate distribution vector of angle of arrival that is L length is determined, each element which corresponds to one of L directions and is equal to the number of angle of arrival estimates, generation in such a way the estimate distribution vector sequence of angle of arrival. The physical meaning of the angle of arrival block estimate distribution vector corresponds to the phenomenon of "short" angle of arrival estimates histogram.

[0071] From the sequence of the angle of arrival estimate distribution vectors the sequence of averaged angle of arrival estimate distribution vectors with the usage of sliding window is determined. The averaged angle of arrival estimate distribution vector by its physical meaning corresponds to the averaged histogram of angle of signal arrival estimates $Z(\theta_i), i = \overline{1, L}$.

[0072] Further, the term "averaged angle of signal arrival estimates histogram" is equivalent to the term "averaged angle of arrival estimate distribution vector".

[0073] To obtain stability from its averaged histogram, the number of "short" measurements should be sufficiently large. On the other hand, for the consideration of fast changing interference-signal situation, it is necessary to balance large analysis time that is necessary for an averaged stable histogram generation, with the necessity of relatively short time interval between the decision about the bottom and top boundaries of the signal angular area. This compromise is provided by the sliding window usage, the organization of which is illustrated in Fig. 3. Thus, the decision about the estimates of the bottom and top signal area boundaries is made through M "short" measurements, and the averaged histogram is formed by $n M$ "short" measurements.

[0074] The decision about the estimate of the bottom and the top signal area boundaries is made on the basis of an averaged angle of arrival estimates histogram $Z(\theta_i), i = \overline{1, L}$ (the averaged angle of arrival estimates distribution vector). The analysis is carried out, for example, in the following way.

[0075] The position of averaged histogram maximum is determined

$$\theta_{\max} = \arg \max_{\theta_i} Z(\theta_i)$$

.....(8)

[0076] The bottom $\tilde{\theta}_1$ and the top $\tilde{\theta}_2$ angle coordinates of $\beta \cdot Z_{\max}$ threshold crossing on the averaged histogram (bottom and top elements) are determined, as it is shown in Fig.4. Here, β is a system parameter that $0 \leq \beta \leq 1$. As $\tilde{\theta}_1, \tilde{\theta}_2$ values the last bottom (the last top) values θ are taken, for which $Z(\theta) > \beta Z_{\max}$. For signal angular area single threshold non-exceedings are permitted (Fig.4). One group of discrete angle values for which the histogram value does not exceed the threshold (Fig.4) is also permitted on each side of θ_{\max} .

[0077] The probabilities of angle of arrival of the areas are calculated for $\theta < \tilde{\theta}_1$ and $\theta > \tilde{\theta}_2$, by

$$P_1 = P(\theta < \tilde{\theta}_1), \quad P_2 = P(\theta > \tilde{\theta}_2)$$

.....(9)

[0078] It is important to take into account the probabilities data in case of powerful interferences, when under the influence of them, some redistribution of the angle of arrival estimate positions into the interference angular area takes place as illustrated in Fig. 5. Therefore, a correction amendment θc_1 that depends on P_1 , for $\tilde{\theta}_1$ and the correction amendment θc_2 that depends on P_2 , for $\tilde{\theta}_2$ are formed to compensate for signal angular area losses.

[0079] The correction amendment $\theta a_1, \theta a_2$ for $\tilde{\theta}_1$ and $\tilde{\theta}_2$ are calculated as the functions that depend on the θ_{\max} value, and the $\theta a_1, \theta a_2$ values are different from zero only for θ_{\max} values that are close to 90° and may be equal to each other. The correction amendments are used to compensate for possible understatement of signal angular area estimate size. Here, θc depends on P_1 and P_2 , and θa depends on θ_{\max} .

[0080] Finally, the estimates of the bottom and the top signal area boundaries $\hat{\theta}_1$ and $\hat{\theta}_2$ are determined, taking into account the obtained values in the following manner.

$$\hat{\theta}_1 = \tilde{\theta}_1 - \theta c_1 - \theta a_1 \quad \dots\dots($$

10)

$$\hat{\theta}_2 = \tilde{\theta}_2 + \theta c_2 + \theta a_2 \quad \dots\dots($$

11)

[0081] On the second stage of the proposed algorithm, the estimates of the average angle of arrival and angular sector of the signal are formed by the estimates of the bottom and the top signal angular area.

$$\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2 \quad (12)$$

$$\hat{\theta} = \frac{\hat{\theta}_1 + \hat{\theta}_2}{2}, \quad \hat{\Delta} = \hat{\theta}_2 - \hat{\theta}_1 \quad (13)$$

[0082] For example, consider that the numeration of the antenna array elements may be arbitrary. Start the numer-

ation, for convenience, from the element that radiates the pilot signal, for example, as it is illustrated in Fig. 6.

[0083] The information signal is transmitted by all the elements of the antenna array and the common pilot signal by one (the first) element of BS antenna array. It is preferable that this element is chosen in the middle of the antenna array as is illustrated in Fig.6. Such a choice is caused by the necessity of relatively higher signal correlation of this element with the signals of other antenna array elements, and consequently, higher phase coherence between the signals of the information and pilot channels on the mobile station (MS).

[0084] Complex weight coefficients $w_n = w_{nf} \exp(j\psi_n)$, $n=1, \bar{N}$ of the forward channel of the antenna array elements are determined in the following way.

[0085] Phase coefficients ψ_n , $n=1, \bar{N}$ of the antenna array elements are determined by the estimate of average angle of arrival $\hat{\theta}$ and the antenna array geometry. For example, at $N=4$ in the numeration order of equidistant antenna array elements, as is illustrated in Fig. 6, the phase coefficients are equal.

$$\psi_1 = 0, \quad \psi_2 = -\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \hat{\theta}, \quad \psi_3 = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \hat{\theta}, \quad \psi_4 = \frac{4\pi}{\lambda} d \cos \hat{\theta} \quad (13)$$

where λ is a receiving signal wavelength, and d is the distance between the adjacent elements of BS antenna array.

[0086] The phase of the first element is equal to zero, this element is zero point.

[0087] By the estimates of the bottom and the top signal angular area boundaries $\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2$ the correlation matrix of the signals of K antenna array elements is determined.

$$\mathbf{K} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \mathbf{a}(\varphi_q) \mathbf{a}^H(\varphi_q) \quad \dots\dots (14)$$

where, when taking into account the numeration,

$$\mathbf{a}(\varphi_q) = [\exp(j\xi_q), 1, \exp(2j\xi_q), \exp(3j\xi_q)]^T, \quad \xi_q = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos(\varphi_q),$$

and Q is the number of signal arrival paths, for example $Q=500$.

$$\varphi_q = \hat{\theta}_1 + \frac{(\hat{\theta}_2 - \hat{\theta}_1)(q-1)}{Q-1}, \quad q = \overline{1, Q} \quad (15)$$

[0088] Cholesky transform of the correlation matrix of the signals of the antenna array elements \mathbf{K} from Equation 14.

$$\mathbf{G} = \mathbf{K}^{1/2} \quad (16)$$

[0089] As the result the bottom triangular matrix is formed as described, for example, in J. Golub, Ch. Van Chan. Matrix calculations. /M.; Mir, 1999, p. 134, R. Horn, Ch. Jonson. Matrix analysis /M.; Mir, 1989, p. 141.

[0090] The improvement that is important is in the case of a singular matrix \mathbf{K} . The essence of the improvement consists of the fact that, if in a Cholesky procedure on the main diagonal of \mathbf{G} matrix, there appears an element that is equal to zero (or very small), then this phenomenon takes place for singular \mathbf{K} matrices and all the other elements of \mathbf{G} matrix are to be equal to zero. This improvement enables using a Cholesky transform at arbitrary values of angle of arrival estimates and an angular signal sector from Equation 12, including $\Delta = 0$, when standard Cholesky transform usage is impossible

[0091] The value of the small parameter γ is chosen. For example,

$$\gamma = 0.01 + 0.05. \quad (17)$$

[0092] The elements of **G** matrix and the phase coefficients $\psi_n, n=\overline{1, N}$ determine the function $f(\mu)$ that is the average power ratio of statistically non-coherent and statistically coherent summands of the information signal model that is received by the user. For example, for the four-element antenna array

$$f(\mu) = \frac{\mu^2 \left[\exp(-j\psi_2) G_{2,2} + \exp(j\psi_3) G_{3,2} + \exp(-j\psi_4) G_{4,2} \right]^2 + \left[\exp(-j\psi_3) G_{3,3} + \exp(-j\psi_4) G_{4,3} \right]^2 + \left[G_{4,4} \right]^2}{\left| 1 + \mu (\exp(-j\psi_2) G_{2,1} + \exp(-j\psi_3) G_{3,1} + \exp(-j\psi_4) G_{4,1}) \right|^2} \quad (18)$$

[0093] The maximum μ value is determined from the interval from 0 to 1, for which the following inequality is fulfilled

$$f(\mu) \leq \gamma \quad (19)$$

[0094] The above inequality may be determined, for example, by numerical method calculating $f(\mu)$ function value for the different $\mu = 1; 0.99; 0.98, \dots$, until the condition from Equation 19 will not be fulfilled. The first value μ , for which the inequality is fulfilled, is considered to be the final one.

[0095] The obtained μ value is used to determine the amplitude coefficients of the antenna array. If the ratio of amplitude coefficients of the antenna array elements to the amplitude coefficient of the antenna array element from which the pilot signal is transmitted are not equal to each other, then the amplitude coefficients of the antenna array are obtained from

$$w_1 = k, w_2 = \dots = w_N = \mu k \quad (20)$$

where k is a normalized coefficient that is obtained for example from the condition

$$\sum_{n=1}^N w_n^2 = N \quad \dots\dots\dots (21)$$

at

$$N=4 \quad k = \frac{2}{\sqrt{1+3\mu^2}}$$

[0096] Therefore, the formed complex weight coefficients of the antenna array elements are used for the transmission of the information signal to the user.

[0097] Referring to the first embodiment illustrated in Fig. 7, the method implementation will be described below.

[0098] Referring to Fig. 7, the first embodiment contains N correlators 2.1 - 2. N . A decision function of direction calculation blocks 7.1 - 7. L , the first inputs of which are the inputs of pilot signal correlation responses of the antenna array elements and are connected to the inputs of the corresponding correlators 2.1 - 2. N . A search block 13, a controller 14, antenna array weight coefficients in the reverse channel generator 5, sequentially connected a first normalization block 15, a second combiner 16, angle of signal arrival estimator 19, estimate distribution vector of angle of signal arrival generator 20, an averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival generator 21, an averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival analyzer 22.

[0099] The outputs of the top and the bottom boundaries of the signal angular area are connected to the corresponding inputs of the antenna array weight coefficients in the forward channel generation block 6. Also included are a scaling block 17 and a second normalization block 18. The first inputs to correlators 2.1 - 2. N are the original signals. The second inputs to the correlators 2.1 - 2. N are reference signals from signal generator 1. The input of reference signal generator 1 is connected to the output of controller 14 that provides the synchronous operation of the device. The first input of the search block 13 is connected to the first input of the device, the second input of the search block 13 and is connected to the output of the controller 14. The output of the search block 13 is the decision search function and

is connected to the input of the controller 14. Each decision function of the direction calculator 7.1 - 7.L contains $N-1$ multipliers 8.2 - 8.N, a first combiner 9, module calculation block 10, complex coefficients of the direction block 11 and the discrete values of the antenna array pattern in the reverse channel calculator 12. The first inputs of the multipliers 8.2 - 8.N and the first input of the first combiner 9 are connected to the outputs of the correlators 2.1 - 2.N, the output of the multipliers 8.2 - 8.N are connected to the inputs of the combiner 9, starting from the second one and up to N . Combiner 9 outputs the complex correlation response of this direction pilot signal at the antenna array output, and is connected to input of module calculation block 10. The output of module calculation block 10, that is the output of the module of complex correlation response of this direction pilot signal at the antenna array output, and the first output of each decision function of the 7.1 - 7.L direction calculating block is connected to the corresponding input of the first normalization block 15.

[0100] The first input of the antenna array pattern discrete values in the reverse channel calculator 12 is the second input of each block of decision function with the direction 7.1 - 7.L calculation and is connected to the output of the weight vector of antenna array in the reverse channel generator 5 that forms at its output the weigh coefficients of the antenna array elements in the reverse channel. Signal inputs of the weight vector of antenna array in the reverse channel generator 5 are connected to the device input. The second input of the antenna array pattern discrete values in the reverse channel calculator 12 and the second inputs of the multipliers 8.2 - 8.N are connected together and are connected to the output of complex direction coefficients 11 that outputs the complex coefficients for this direction.

[0101] The output of the discrete values of antenna array pattern in the reverse channel calculator 12 from each of decision function direction calculators 7.1 - 7.L is connected to the corresponding input of the second normalization block 18.

[0102] The output of the first normalization block 15, that outputs the normalized modules of the complex correlation pilot signal responses at the output of the antenna array for all L directions, is connected to the first input of the second combiner 16. The second normalization block 18 outputs the normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel of all L directions, and is connected to the first input of the scaling block 17. The scaling block 17 outputs the weighted normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel for all L directions and is connected to the second input of the second combiner 16. The second combiner 16 outputs the decision function values for all L directions, and is connected to the input of angle of signal arrival estimator 19, the output of which is the output of average angle of arrival estimate and is connected to the input of estimate distribution vector of angle of signal arrival generator 20 that forms at the output the sequence of vectors of angle of signal arrival estimate distribution (histogram of angle of signal arrival estimates). The output of the estimate distribution vector of angle of signal arrival generator 20 is connected to the input of averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival generator 21, the second input of which is connected to the output of controller 14. The output of the estimate distribution vector of angle of signal arrival generator 20 outputs the averaged vector sequence of angle of arrival estimate distribution (averaged histogram of angle of signal arrival estimates) and is connected to the input of the averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival analyzer 22. The outputs of the averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival analyzer 22 that forms the top and the bottom boundaries of signal angular area are connected to the corresponding inputs of the antenna array weight coefficients in the forward channel generator 6. The output of the antenna array weight coefficients in the forward channel generator 6 is the output of the amplitude and the phase coefficients of the antenna array elements.

[0103] The complex multipath signal with the output of N elements of the antenna array is transmitted to the first (signal) inputs of the correlators 2.1-2.N and the inputs of weight vector generation block of antenna array in the reverse channel 5.

[0104] Simultaneously, the complex multipath signal from the first element of the antenna array is transmitted to the input of the search block 13. The search block 13, utilizing the pilot signal, forms the decision function of path signal search in the discrete time positions. This information from the search block 13 is transmitted to the controller 14 that compares the received values of the search decision function with the threshold, and by the threshold exceedings, it determines the time positions of the path signals. In the controller 14, the obtained values of the decision function for the detected path signals are compared to each other and the time position of path signal with the maximum value of the decision function (maximum power) is determined.

[0105] From the control signal, which is the output of the controller 14, the reference signal that corresponds to the signal of maximum power path is transmitted from the output of reference signal generator 1 to the second inputs of the correlators 2.1-2.N.

[0106] In the correlators 2.1-2.N the complex correlation responses of the pilot signal of the antenna array elements $u_n, n=1, N$ on the short time intervals by J chips length, for example

[0107] The correlation responses of the antenna array elements pilot signal are transmitted to the first inputs of L blocks of decision function direction calculators 7.1-7.L, namely, at the first input of the combiner 9 and at the first inputs of the corresponding (complex) multipliers 8.2-8.N. The number of L blocks of the decision function calculation direction 7.1-7.L is equal to the number of different directions of the researched angular area.

[10108] In weight vector of antenna array in the reverse channel generator 5, the weight coefficients of the adaptive antenna array elements are determined for the reverse channel during the users' signal reception, for example, in accordance with one of the algorithms proposed by: R. A. Monzingo, and T.J. Miller, "The Adaptive Antenna Arrays"; Radio and communications, 1986, p. 77-90; and A.A. Pistoikors, O.S. Litvinov, "The Introduction into the Adaptive Arrays theory", M., Nauka, 1991. These coefficients are transmitted at the second inputs of decision function direction calculators 7.1-7.L, namely, at the first inputs of the reverse channel discrete value calculators 12.

[10109] In the complex direction coefficients 11, there are complex coefficients $a_n(\theta_i), n=1, \overline{N}$ for i th direction, $i=1, \overline{L}$. These coefficients are calculated by the algorithm from, for example, Joseph C., Liberti, Jr., Bellcore, and Theodore S. Rappaport, "Smart Antennas for Wireless Communications", Prentice Hall PRT, 1999, p. 86-88. The complex coefficients of the direction $a_n(\theta_i), n=1, \overline{N}$ are transmitted at the second inputs of the corresponding (complex) multipliers 8.2-8.N and at the second inputs of the reverse channel discrete value calculator 12.

[10110] From Joseph C., Liberti, Jr., Bellcore, and Theodore S. Rappaport, "Smart Antennas for Wireless Communications", Prentice Hall PRT, 1999, p. 86-88, the complex coefficient $a_1(\theta_i) = 1$, thus the number of the multipliers that are used in the decision function of the direction calculator 7, is equal to $N - 1$.

[10111] In each multiplier 8.2-8.N, the operation of the corresponding complex correlation pilot signal responses of the antenna array elements and complex coefficients $a_n(\theta_i), n=1, \overline{N}$ of each direction multiplication is realized.

[10112] The output signals of the multipliers 8.2-8.N and complex correlation pilot signal responses of the antenna array first element from the output of the first correlator 2.1 are transmitted to the inputs of the combiner 9, and combined. The signal from the output of the combiner 9 is the complex correlation pilot signal response of θ_i direction at the output of the antenna array.

[10113] The output signal of combiner 9 is transmitted to the input of the calculating block of module 10, where the squares root from the sum of squares of real and imaginary signal part is calculated. The output signal of the calculating block 10 is equal to the complex correlation response of the pilot signal of θ_i direction at the output of the antenna array. From the output of module calculating block 10 the signal is transmitted to the corresponding input of first normalization block 15. In normalization block 15, for L different directions, the maximum module of the complex correlation response of the pilot signal at the antenna array output is determined by comparing of modules of the complex correlation responses of the pilot signal of different directions at the antenna array $Z(\theta_i)$ output with each other, and the normalized modules of the complex correlation responses of the pilot signal at the antenna array output for L different directions are determined. The normalization is carried out by determining the ratio of the modules of the complex correlation responses of the pilot signal at the antenna array output for L different directions to the maximum module. The obtained normalized signals for L different directions are transmitted to the first inputs of combiner 16.

[10114] In the discrete values of antenna array pattern in reverse channel calculator 12 for each of L different directions $\theta_i, i=1, \overline{L}$ of the researched angular area, the value of the antenna array pattern in reverse channel is determined according to the algorithm as illustrated above. These values are transmitted to the inputs of normalization block 18. In normalization block 18 for L different directions the maximum value of the antenna array pattern in the reverse channel is determined by comparing the values of antenna array pattern in the reverse channel for the different directions with each other, and the normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel for L different directions are determined. The normalization is completed the determining the ratio of the antenna array pattern in the reverse channel for L different directions to the maximum value. The obtained normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel for L different directions are transmitted to the input of scaling block 17. In scaling block 17 the weighted normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel for L different directions are determined by multiplying the normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel for L different directions by weight coefficient a . The determined values are transmitted to the second input of combiner 16. At the input of combiner 16 for L different directions $\theta_i, i=1, \overline{L}$ of the researched angular area, the decision function is determined by summing the normalized modules of the complex correlation responses of the pilot signal at the output of the antenna array and weighted normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel. The values of the decision function are transmitted to angle of signal arrival estimator 19, in which the maximum value of the decision function is determined by comparing with each other the values of the decision function for L different directions $\theta_i, i=1, \overline{L}$ of the researched angular area. The estimate $\hat{\theta}$ of the angle of signal arrival in the reverse channel that is determined at the short time interval is determined by the decision function maximum position.

[10115] The estimates $\hat{\theta}$ of the angle of signal arrival in the reverse channel are transmitted to the input of estimate distribution vector of angle of signal arrival generator 20. In estimate distribution vector of angle of signal arrival generator 20 the sequence of the determined estimates of the angle of signal arrival is grouped into the blocks each of which contains M estimates of the signal angle of arrival.

[10116] The embodiment of estimate distribution vector of angle of signal arrival generator 20 implementation is illustrated in Fig. 8. Estimate distribution vector of angle of signal arrival generator 20 will be described below.

[10117] The sequence of the determined formed estimates of angle of signal arrival is transmitted to L parallel threshold comparison nodes 24.1 - 24.P. Each threshold corresponds to one of L directions. If the estimate of angle of signal

arrival is greater than the i -th threshold and less than the $(i+1)$ -th threshold, then as the result of logical operation of elements "NO" 25.1 - 25.P, as well as element "OR" 26.2 - 26.P, the value of the i -th counter 27 increases, and the other counters values do not change. The final value of the i -th counter 27 determines the number of the estimates that correspond to the i -th signal angle of arrival. Counters 27.1-27.P calculate the number of estimates of angle of signal arrival that are greater than zero and less than the closest to the zero value of the researched signal arrival direction.

[0118] Counter 29 generates two signals with a period that is equal to the interval of receiving at the input of block M , estimates of angle of arrival, and timing pulses shifted at one period toward each other. By the first signal of M value, counters 27.1 - 27.P that determine the number of estimates corresponding to angle of signal arrival are rewritten through multiplexer 28 in random-access memory (RAM) 31. By the second signal, all counters 27.1-27.P are set into zero state. Timing pulse generator 30 specifies the frequency of the timing pulses of counter 29.

[0119] Thus, from M estimates of angle of signal arrival the vector of angle of signal arrival, estimate distribution L length is determined, each element of which corresponds to one of L directions and is equal to the number of estimates of angle of signal arrival of this direction.

[0120] The sequence of vectors of angle of signal arrival estimates distribution from the output of the angle estimate distribution vector generator 20 is transmitted to the input of averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival generator 21, the embodiment of which is illustrated in Fig.9. Averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival generator operates in the following way.

[0121] During the operation by the control signal, the elements of the current vector of angle of signal arrival estimate distribution from the angle estimate distribution vector generator 20 are written to RAM1 35.1. During the transmission to the input of estimate distribution vector of angle of signal arrival generator 20 by the control signal for the next vector, the value of the current vector of angle is rewritten from RAM1 35.1 to RAM2 35.2, and the value of the next vector of estimate distribution vector of angle of signal arrival generator are written to RAM1 35.1. Each time, during the transmission to the input of the elements of the next vector of estimate distribution vector of angle of signal arrival generator 20, by the control signal the analogous sequential rewrite of the elements of vector of angle of signal arrival estimate distribution from one RAM 35 to another.

[0122] After the rewrite of the elements of vector of angle of signal arrival estimate distribution from one RAM 35 to another, the parallel read of the elements of vector of angle of signal arrival estimate distribution from all RAM 35 at the input of summing node 32 takes place, in which the summing up of all these vectors is accomplished. Combining results, divided by $K=nM$ in the dividing node 33, are written in RAM 34 (n -number of vectors of angle of signal arrival estimate distribution that are used during the averaging, M -number of angle of arrival estimates that are used during the forming of vector of angle of signal arrival estimate distribution). From the output of RAM 34 the elements of the averaged vector of angle of signal arrival estimate distribution are transmitted from the output of averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival generator 21 and to the averaged vector of angle of signal arrival estimate distribution analyzer 22.

[0123] The embodiment of the averaged vector of angle of signal arrival estimate distribution is illustrated in Fig. 10, and operates in the following manner.

[0124] The input elements of the averaged estimate distribution vector of angle of signal arrival analyzer 22 are written to RAM 36. Then these elements are read into the top element determiner 37, bottom element determiner 38, maximum element determiner 39, and correction values calculator 42.

[0125] In the maximum element determiner 39, the maximum element of the averaged vector of angle of signal arrival estimate distribution that is chosen is transmitted to the top element determiner 37, to the bottom element determiner 38, and to the corrective values calculator 42. In the top element determiner 37 of the averaged vector of angle of signal arrival estimate distribution, the top element is determined as the top boundary of the group of elements of the averaged vector of angle of signal arrival estimate distribution that exceeds the given threshold. For this group of elements that are above the maximum element, single threshold non-exceedings are permitted, as well as one group threshold non-exceeding from two or three neighbor elements. In the bottom element determiner 38, the bottom element of the averaged vector of angle of signal arrival estimate distribution is determined analogously.

[0126] At the inputs of corrective values calculator 42, the values of the top, the bottom, and the maximum elements of vector of angle of signal arrival estimate distribution are transmitted. In the corrective values calculator 42, the sum of the elements of the averaged vector of angle of signal arrival estimate distribution that are below the bottom element is determined and the sum of the elements of the averaged vector of angle of signal arrival estimate distribution that are below the top element is also determined. The correction amendment for the bottom element that depends on the sum of the elements of the averaged vector of angle of signal arrival estimate distribution, which is located below the bottom element, is determined, as well as correction amendment for the top element that depends on the sum of the elements of the averaged vector of angle of signal arrival estimate distribution, which is located above the top element. The correction value for the bottom and the top elements is determined depending on the maximum element position. The correction for the top element and the correction value are transmitted to the top boundary estimator 40. The

correction amendment for the bottom element and the correction value are transmitted to node of the estimation of the bottom boundary 41.

[0127] In the bottom boundary estimator 41, the adjusted estimate of the bottom boundary of the signal angular area is determined as the difference of the bottom element and the sum of the correction amendment for the bottom element and the corrective value.

[0128] In the top boundary estimator 40, the adjusted estimate of the top boundary of the signal angular area is determined as the sum of the top element of the correction amendment for the top element and the correction value.

[0129] The estimates of the top and bottom boundaries of the signal angular area from the output of the averaged vector of angle of signal arrival estimate distribution analyzer 22 are transmitted to the inputs of the antenna array weight coefficients in the reverse channel generator 6.

The embodiment of the antenna array weight coefficients in the reverse channel generator 6 is presented in Fig. 11.

[0130] The antenna array weight coefficients in the reverse channel generator 6 will be described herein below.

[0131] The adjusted estimates of the bottom and the top boundaries of the signal angular area are the output signals of the averaged vector of angle of signal arrival estimate distribution analyzer 22 and are transmitted to the input of the weight vector of antenna array in the forward channel generator 6, namely at the inputs of correlation matrix generator 43 and estimate of average angle of signal arrival generator 44. Functional scheme of the weight vector of antenna array in the forward channel generator 6 may be realized on modern microprocessors of digital signal processing (DSP), such as a TMS 320Cxx, a Motorola 56xxx, an Intel, etc.

[0132] In average angle of arrival estimate generator 44, from the estimates of the bottom and top boundaries of the signal angular area the estimate of average angle of arrival is determined as a half-sum of the estimates of the bottom and top boundaries of the signal angular area $\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2$ [require to amend] i.e.

$$\hat{\theta} = \frac{\hat{\theta}_1 + \hat{\theta}_2}{2}$$

[require to amend] and is transmitted to the input of the phase coefficients of the antenna array elements generator 46. The phase coefficients of the antenna array elements are determined by the estimate of average angle of arrival, taking into account the antenna array geometry. For example, at $N = 4$ and in the numeration order of the equidistant antenna array elements as illustrated in Fig. 6, for example, the phase coefficients of the antenna array elements are equal, as shown in Equation 13.

[0133] The calculated weight coefficients of the antenna array elements are transmitted to the first input of ratios of the antenna array elements amplitude coefficients generator 47 and to the output of the antenna array pattern weight coefficients in the forward channel generator 6.

[0134] In correlation matrix generator 43, using the estimates of the bottom and the top boundaries of the signal angular area $\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2$, the elements of the correlation matrix \mathbf{K} are calculated in accordance with the Equation (14).

[0135] The elements of the correlation matrix are transmitted to the input of Cholesky transformation node 45, where, using the algorithm proposed in, for example, J. Golub, Ch. Van Loan. Matrix calculations. M.: Mir, 1999, p. 134, and P. Horn, Ch. Jonson. Matrix analysis. M.: Mir, 1989, p. 141, the bottom triangular matrix is determined, the elements of which are transmitted to the first input of ratios of the antenna array pattern element amplitude coefficients generator 47. In this generator, the processing algorithm that is presented in Fig. 12 may be realized.

[0136] Fig. 12 is a flowchart of the operation of ratios of amplitude coefficients of antenna array elements generator 47. The proposed algorithm of ratios of the antenna array pattern element amplitude coefficients generator 47 includes the following order of operations. In step 1201, ψ for $n=1...N$. G are input. In step 1202, μ (i.e. the ratio of the antenna array elements amplitude coefficients to amplitude coefficient of the antenna array element from which pilot signal is transmitted) is set to 1. Using phase coefficients of the antenna array elements the elements of the bottom triangular matrix and given μ value, the ratio $f(\mu)$ of average powers of statistically non-coherent and statistically coherent summands of info signal model that is received by the user is calculated in step 1203. The value of the small γ (for example, $\gamma = 0.01 - 0.05$) parameter is chosen in advance and compared with the value $f(\mu)$ in step 1204. If $f(\mu) \leq \gamma$ is true, then the current value of μ is output at step 1206, and the process ends. Otherwise, the value of μ is decreased by 0.01 in step 1205 and the value of $f(\mu)$ function for different $\mu = 1; 0.99; 0.98, \dots$, which is compared with the parameter γ . The procedure is to be continued up to $f(\mu) \leq \gamma$ condition full fulfillment.

[0137] This signal is transmitted at the input of normalization coefficients generator 48 and at the first input of the antenna array elements amplitude coefficients generator 49. In normalization coefficients generator 48 the normalization coefficient k is determined based on the received value μ and from the number of the antenna array elements. The value of the normalizing coefficient k transmits to the second input of the antenna array elements amplitude coefficients generator 49, where by the obtained value μ and the normalization coefficient k amplitude weight coefficients are determined by Equation 20.

[0138] Amplitude weight coefficients along with the phase coefficients are the output signals of the antenna array elements weight coefficients in the forward channel generator 6.

[0139] The obtained amplitude and phase coefficients of the antenna array elements are used for the transmission of information signal to the user in the forward channel.

[0140] Controller 14, may be realized on the modern microprocessors of digital signal processing (DSP), such as a TMS 320Cxx, a Motorola 56xxx, an Intel, etc.

[0141] Search block 13 in the proposed device may be implemented as it is shown in Zhuravlev V.I. "Search and Synchronization in Broadband Systems", M., Radio and communications, 1986, p.24.

[0142] In Figs. 14, 15, and 16 the antenna patterns of the forward channel for different signal angular areas (built in accordance with the presented method) are presented.

[0143] The second embodiment of a BS adaptive antenna array pattern forming consists of the following:

[0144] For each user, the search of user signal is carried out by determining the time positions of path signals, the signal with the maximum power is chosen. Then, the estimate of average angle of signal arrival is periodically formed, and the complex correlation pilot signal responses of the antenna array elements are determined. For each of L different directions $\theta_k, k=1, \overline{L}$ of the angular area the complex correlation pilot signal responses at the antenna array output are determined by adding the products of the complex correlation pilot signal responses of antenna array elements to corresponding complex coefficients of each direction. The modules of complex correlation pilot signal responses at the antenna array output for L different directions are determined. The combined correlation response of the pilot signal at the antenna array output is determined by summing the modules of complex correlation pilot signal responses at the antenna array output for L different directions, and the maximum correlation response is determined.

[0145] The normalized combined complex correlation pilot signal responses at the antenna array output for L different directions are determined by finding the ratios of complex correlation pilot signal responses at the antenna array output for L different directions to maximum combined correlation response. The complex weight coefficients of the antenna array elements in the reverse channel during the reception of the users' signal.

[0146] For each of L different directions $\theta_k, k=1, \overline{L}$ of the researched angular area the antenna array pattern values are determined in the reversed channel. The maximum value (from the formed values of antenna array pattern in the reverse channel) is determined. The normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel for L different directions are determined by finding the ratio of values of antenna array pattern to the maximum value.

[0147] For each from L different directions $\theta_k, k=1, \overline{L}$ of the researched angular area, the decision function is determined by fulfilling the weighed combining of the normalized combined complex correlation pilot signal response at the antenna array output and normalized value of the antenna array pattern in the reversed channel. The direction of the decision function maximum is determined by generating the estimate of average angle of signal arrival. Considering the geometry of the antenna array, the phase coefficients of antenna array elements are determined using the formed estimate of average angle of signal arrival. The amplitude coefficients of the antenna array elements are set equal to each other, amplitude and phase coefficients of the antenna array elements are used to transmit the signal to the user.

[0148] During the summing up of modules of complex correlation pilot signal responses at the output of the antenna array for L different directions the number of additives is to be permanent or to be chosen adaptively depending on the estimate of signal fading.

[0149] In accordance with this algorithm, the antenna array pattern determination in the forward channel is carried out by the signal of the reverse channel.

[0150] Smart antenna pattern determination in the forward channel will be described below.

[0151] In the base station, from all of the detected user signal time paths, the maximum time path is chosen based on its power path signal. In the first stage, the maximum estimate of average angular path power signal arrival is set. In the second stage, the antenna pattern of adaptive antenna array in the forward channel is determined, the maximum of which is set in the direction of the estimate of average angular of signal arrival. Complex weight coefficients are determined by:

$$\mathbf{w} = \left\{ \exp[j\pi(n-1)\cos\hat{\theta}] \right\}, n = \overline{1, N}, \quad \dots\dots($$

22)

where $\hat{\theta}$ is the estimate of average angular of signal arrival in the reverse channel.

[0152] The algorithm of determination of the direction MS signal arrival $\hat{\theta}$ is based on weigh coefficients vector of the reverse channel usage as well as the pilot signal accumulation and consists of the following.

[0153] For each of L different directions $\theta_k, k=1, \overline{L}$ of the researched angular area:

[0154] M complex correlation pilot signal responses are determined at the output of the antenna array by the following:

$$\tilde{X}_k'(\theta_i) = \sum_{n=1}^N a_n(\theta_i) u_n, \quad k = \overline{1, M} \quad \dots(23)$$

where $u_n, n = \overline{1, N}$ represents complex correlation responses of a pilot signal at the output of the antenna array element correlators at a rate of J chips each, and

$$a_n(\theta_i) = \exp[j\pi(n-1)\cos\theta_i], n = \overline{1, N}, i = \overline{1, L}.$$

[0155] Non-coherent accumulation of M modules of complex correlation responses are determined by the following:

$$Z(\theta_i) = \sum_{k=1}^M |\tilde{X}_k(\theta_i)| \quad \dots(24)$$

[0156] During the summing of the modules of the complex correlation pilot signal responses at the output of the antenna array the number of additives is set, to be permanent or is chosen adaptively depending on signal fading frequency, in such a way that the full duration of non-coherent accumulation is determined over several fading periods. Otherwise, due to fade-out of useful signal, the error in the estimate of angle of arrival is possible.

[0157] The value obtained from Equation 24 is normalized yielding:

$$\tilde{Z}(\theta_i) = Z(\theta_i) / Z_{\max}, \quad Z_{\max} = \max Z(\theta_i) \quad \dots(25)$$

[0158] The discrete values of the antenna array pattern in the reverse channel are formed by

$$F(\theta_i) = |\mathbf{w}_{up}^H \mathbf{a}(\theta_i)| \quad (26)$$

where \mathbf{w}_{up} is a vector of adaptive antenna array weight coefficients in the reverse channel that is obtained taking into account the presence of powerful corresponding interferences, $(\cdot)^H$ is the signal reception operation of Hermitian conjugation, and $\mathbf{a}_n(\theta_i)$ represents the vector of complex coefficients for the direction θ_i .

[0159] The value obtained in Equation 26 is normalized yielding:

$$\tilde{F}(\theta_i) = F(\theta_i) / F_{\max}, \quad F_{\max} = \max F(\theta_i) \quad \dots(27)$$

[0160] The decision function is formed as the weighted sum of Equations (25) and (27)

$$R(\theta_i) = \tilde{Z}(\theta_i) + \alpha \tilde{F}(\theta_i) \quad \dots\dots\dots($$

28)

where α is a weight coefficient.

[0161] The desired estimate $\hat{\theta}$ of average angular of MS signal arrival is determined by the position of decision function maximum in Equation (28), as given by:

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta_i} R(\theta_i)$$

.....(29)

[0162] For the realization of such a method the second embodiment that is illustrated in Fig. 13 is used.

[0163] As shown in Fig. 13, the proposed device contains N correlators 2.1 - 2. N , L decision function of the direction calculators 7.1 - 7. L , the first inputs of which are the inputs of the correlation responses of pilot signal of the antenna array elements and are connected to the outputs of the corresponding correlators 2.1 - 2. N , a search block 13, a controller 14, antenna array weight coefficients in the reverse channel generator 5, a first normalization block 15, a second combiner 16, angle of signal arrival estimator 19, antenna array weight coefficients in the forward channel generator 6, and also scaling block 17 and second normalization block 18. The first inputs of correlators 2.1 - 2. N are the input signals and are connected to the device inputs. The second inputs of correlators 2.1 - 2. N are reference signals and are connected to the reference output of reference signal generator 1. The input of reference signal generator 1 is connected to the output of controller 14 that provides the synchronous functioning of the device. The first search block 13 is connected to the input of the device, the second input of search block 13 is connected to the output of controller 14, and the output of search block 13 outputs the search decision function and is connected to the input of controller 14. Each decision function direction calculator 7.1 - 7. L contains $N-1$ multipliers 8.2 - 8. N , first combiner 9, module calculator 10, complex direction coefficients 11, discrete values of the antenna array pattern in the reverse channel calculator 12, and reset combiner 23. First inputs of multipliers 8.2 - 8. N and first input of first combiner 9 are connected to outputs of correlators 2.1 - 2. N , outputs of multipliers 8.2 - 8. N are connected to the inputs of combiner 9, starting from the second and up to N . The output of combiner 9 is the complex correlation response of direction pilot signal at the output of the antenna array and is connected to the input of module calculator 10. The output of module calculator 10 is the module of direction pilot signal complex correlation response at the output of the antenna array and is connected to the first input of reset combiner 23, the second input of the reset combiner 23 which is a reset signal from controller 14. The output of reset controller 23 is the pilot signal combined correlation response at the output of the antenna array and the first output of each direction decision function calculation block 7.1 - 7. L , and is connected to the corresponding input of the first normalization 15.

[0164] The first input of discrete values of the antenna array pattern in the reverse channel calculator 12 is the second input of each block of calculation of decision function of direction 7.1 - 7. L and is connected to the output of weight vector of antenna array in the reverse channel generator 5 generating at its output weight coefficients of antenna array elements in the reverse channel. Signal inputs of weight vector of the antenna array in the reverse channel generator 5 are connected to the input of the device. The second input of discrete values of the antenna array pattern in the reverse channel generator 12 and second inputs of multipliers 8.2 - 8. N are connected to the output of complex direction coefficients 11 which outputs the complex coefficients for the given direction.

[0165] The output of discrete values of the antenna array pattern in the reverse channel calculator 12, which is the second output of decision function of direction calculators 7.1 - 7. L , and outputs values of antenna array pattern in the reverse channel, is connected to the corresponding input of second normalization block 18.

[0166] The output of first normalization block 15, which outputs normalized modules of decision function of all L directions, is connected to the first input of second combiner 16. The output of second normalization block 18 outputs the normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel of all L directions and is connected to the input of scaling block 17. The output of scaling block 17 outputs the weighted normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel for L directions and is connected to the second input of second combiner 16. The output

of second combiner 16 is the values of decision function for L directions and is connected to the input of angle of signal arrival estimator 19, the output of which is the estimate of the average angle of signal arrival and is connected to the input of weight coefficients of antenna array in the forward channel generator 6. The output of weight coefficients of antenna array in the forward channel generator 6 is the output of amplitude and phase coefficients of antenna array elements.

[0167] The complex multipath signal supplied from outputs N of antenna array elements is fed to first (signal) inputs of correlators 2.1-2. N and outputs of weight coefficients in the reverse channel generator 5.

[0168] At the same time the complex multipath signal supplied from the first antenna array element is fed to the input of search block 13. Search block 13 generates the decision function of path signal search in discrete time positions. This information of search block 13 is sent to controller 14, which compares the obtained values of the decision function with the threshold and determines time positions of path signals by determining which values exceed the threshold. In controller 14 the obtained values of the decision function for detected path signals are compared between each other, and time position of the path signal with the maximum value of the decision function is determined.

[0169] From the control signal supplied from the output of controller 14, the reference signal corresponding to the path signal with the maximum power is fed from the output of reference signal generator 1, and to second inputs of correlators 2.1-2. N .

[0170] In correlators 2.1-2. N complex correlation responses of the pilot signal of antenna array elements $u_n, n=\overline{1, N}$ are generated on time intervals of J chip lengths.

[0171] The correlation responses of the pilot signal of antenna array elements are fed to first inputs of L decision function of direction calculators 7.1-7. L , namely to the first input of combiner 9, and to first inputs of corresponding (complex) multipliers 8.2-8. N . The number of L blocks of calculation of decision function 7.1-7. L is equal to the number of considered directions of the researched angular area.

[0172] In weight vector of in the reverse channel generator 5, the complex weight coefficients of adaptive antenna array elements in the reverse channel are generated during reception of the subscriber signal according to one of algorithms proposed, for example, in R. A. Monzingo, T.U. Miller. Adaptive antenna arrays. /M.: Radio and communication, 1986, p. 77-90. These coefficients are fed to second inputs of decision function of direction calculators 7.1-7. L , and namely to first inputs of discrete values of antenna array pattern in the reverse channel calculators 12.

[0173] Complex direction coefficients θ_i 11 contains complex coefficients $a_{\theta_i}(\theta_i), n=\overline{1, N}$ for the i -th direction, $i=\overline{1, L}$. These coefficients are calculated, for example, according to the algorithm proposed in Joseph C., Liberti, Jr., Bellcore, and Theodore S. Rappaport, "Smart Antennas for Wireless Communications" Prentice Hall PRT, 1999, p. 86-88. Complex direction coefficients $a_{\theta_i}(\theta_i), n=\overline{1, N}$ are fed to second inputs of corresponding (complex) multipliers 8.2-8. N and to second inputs of discrete values of antenna array pattern in the reverse channel calculator 12.

[0174] In this case according to Joseph C., Liberti, Jr. Bellcore Theodore S. Rappaport. Smart Antennas for Wireless Communications. Prentice Hall PRT, 1999, pp. 86-88, complex coefficient $a_1(\theta_1)=1$, therefore the number of multipliers used in block of calculation of decision function of direction 7 is $N-1$.

[0175] In each multiplier 8.2-8. N corresponding complex correlation responses of the pilot signal of antenna array elements are multiplied by complex coefficients $a_{\theta_i}(\theta_i), n=\overline{1, N}$ of each direction.

[0176] Output signals of multipliers 8.2-8. N and complex correlation responses of the pilot signal of the first antenna array element supplied from the output of first correlator 2.1 are fed to inputs of combiner 9 where they are combined. A signal supplied from the output of combiner 9 corresponds to the complex correlation response of the pilot signal at the output of the antenna array for θ_i direction.

[0177] This signal is fed to the input of module calculator 10 where the square root of the sum of squares of the real and imaginary part of the signal is calculated. The output signal of module calculator 10 is equal to the module of complex correlation response of the pilot signal at the output of antenna array for θ_i direction. This signal is supplied from the output of module calculator 10 to the first input of reset combiner 23, to the second input of which the control reset signal is supplied from controller 14.

[0178] From the control reset signal in reset combiner 23 the non-coherent accumulation (combining) of M modules of complex correlation responses of the pilot signal at the output of the antenna array for θ_i direction is performed.

[0179] The number of M noncoherent components is set either constant or selected adaptively depending in the signal fading frequency so that the full duration of the non-coherent accumulation is determined for several fading periods.

[0180] A signal supplied from the output of reset combiner 23 of each decision function of direction calculator 7.1-7. L is the combined correlation response of the pilot signal at the output of the antenna array $Z(\theta_i)$ of θ_i direction, and is fed to the corresponding to input of normalization block 15. In normalization block 15 for L different directions the maximum combined correlation response of the pilot signal is determined at the output of antenna array by comparing the combined correlation responses of the pilot signal at the output of antenna array $Z(\theta_i)$ of different directions, and the normalized combined correlation responses of the pilot signal at the output of the antenna array are generated for L different directions. The normalization is performed by determining ratios of combined correlation responses of the

pilot signal at the output of antenna array for L different directions, and the maximum combined correlation response. The obtained normalized signals for L different directions are fed to first inputs of combiner 16.

[0181] In discrete values of antenna array pattern in the reverse channel calculator 12 for each of L different directions $\theta_p, p=1, \overline{L}$ of the researched angular area, the values of the antenna array pattern in the reverse channel are generated according, "Smart Antennas for Wireless Communications", as indicated above, and which are transmitted to inputs of normalization block 18.

[0182] In normalization block 18 for L different directions the maximum value of the antenna array pattern in the reverse channel is determined by comparing values of the antenna array pattern in the reverse channel of different directions with each other, and normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel are generated for L different directions. The normalization is performed by determining the ratio of values of the antenna array pattern in the reverse channel for L different directions to the maximum value. The obtained normalized values of the antenna array pattern in the reverse channel for L different directions are fed to the input of scaling block 17. Scaling block 17 generates the weighted values of the normalized antenna array pattern in the reverse channel for L different directions by multiplying values of the normalized antenna array pattern by a weight coefficient that is fed to the second input of combiner 16. The decision function is generated at the output of combiner 16 for L different directions $\theta_p, p=1, \overline{L}$ of the researched angular area performing the combining of normalized combined correlation responses of the pilot signal at the output of antenna array and weighted values of the antenna array pattern in the reverse channel. The signal of the decision function is sent to angle of signal arrival estimator 19, in which the maximum value of the decision function is determined by comparing values of the decision function for L different directions $\theta_p, p=1, \overline{L}$ of the researched angular area to each other. The searched estimate $\hat{\theta}$ of the average angle of signal arrival in the reverse channel is determined by the position of direction of the decision function maximum.

[0183] Estimate $\hat{\theta}$ of the average angle of signal arrival in the reverse channel is fed to the input of weight vector of the antenna array in the forward channel generator 6, in which, for example, according to the algorithm discussed above, phase coefficients of antenna array elements are determined using the generated estimate of the average angle of arrival of the signal taking into account the geometry of the antenna array. Amplitude coefficients of antenna array elements are set equal to each other. Finally the complex weight coefficient vector of the antenna array in the forward channel, for example, for the half-wave equidistant antenna array is determined as follows :

$$w = \{\exp[j\pi(n-1)\cos\hat{\theta}]\}, n = \overline{1, N}$$

where $\hat{\theta}$ is an estimate of the average angle of signal arrival in the reverse channel.

[0184] The obtained complex weight coefficients of antenna array elements are utilized to transmit the signal to the subscriber in the forward channel.

[0185] Although the preferred embodiments of the present invention have been disclosed for illustrative purposes, those skilled in the art will appreciate that various modifications, additions and substitutions are possible, without departing from the scope and spirit of the invention as disclosed in the accompanying claims.

Claims

1. A method for forming a forward channel pattern in a base station of a communication system equipped with an antenna array, comprising the steps of:

generating complex correlation responses to a signal received by the antenna array in association with L different directions, respectively;

calculating discrete values of an antenna pattern in a reverse channel in association with the L different directions, respectively;

combining the generated complex correlation responses with the discrete values of the antenna pattern associated therewith; and

generating weight vectors of the antenna array in a forward channel.

2. The method of claim 1, wherein the received signal is a pilot signal.

3. The method of claim 1, wherein the step of generating the complex correlation responses comprises the steps of:

generating complex correlation pilot signal responses to the pilot signal received through one of elements of the antenna array;

5 multiplying the generated pilot signal responses by complex direction coefficients predetermined for the antenna array elements in association with the L different directions, respectively; and

combining the results of the multiplication, thereby generating the complex correlation responses respectively associated with the L different directions.

10 4. The method of claim 3, further comprising the step of non-coherently accumulating the complex correlation response associated with each of the L different directions by a predetermined number.

5. The method of claim 3, further comprising the step of normalizing the complex correlation response associated with each of the L different directions.

15 6. The method of claim 1, wherein the step of calculating the discrete values of the antenna pattern comprises the steps of:

generating complex weight coefficients for elements of the antenna array in the reverse channel; and

20 calculating the discrete values of the antenna pattern, based on the generated complex weight coefficients and complex direction coefficients respectively predetermined for the antenna array elements, in association with the L different directions, respectively.

25 7. The method of claim 6, further comprising the steps of:

normalizing the discrete values of the antenna pattern respectively associated with the L different directions; and

30 scaling the normalized discrete values of the antenna pattern.

8. The method of claim 1, wherein the step of generating the weight vectors comprises the steps of:

35 combining the generated complex correlation responses with the discrete values of the antenna pattern associated therewith, thereby generating decision functions in association with the L different directions, respectively;

estimating, in association with the L different directions, angles of signal arrival at each of which an associated one of the generated decision function has a maximum value; and

40 determining amplitude and phase coefficients of elements of the antenna array, based on the estimated angles of signal arrival, respectively.

9. The method of claim 8, further comprising the step of estimating respective averages of the estimated signal arrival angles so that the average angles are used for the determination of the amplitude and phase coefficients.

10. The method of claim 9, wherein the step of determining the amplitude and phase coefficients comprises the steps of:

50 estimating top and bottom boundaries of angle signal areas for respective averaged estimate distribution vectors of the estimated signal arrival angles, thereby estimating the average signal arrival angles;

determining the phase coefficients based on the estimated average signal arrival angles, respectively, while taking into consideration a geometry of the antenna array;

55 forming a correlation matrix of the antenna array elements based on the estimated top and bottom boundaries of the angle signal areas;

obtaining a bottom triangular matrix from the formed correlation matrix; and

determining the amplitude coefficients of the antenna array elements based on the obtained bottom triangular matrix and the determined phase coefficients.

11. The method of claim 10, wherein the ratio of the amplitude coefficient of the antenna array element transmitting the pilot signal to the amplitude coefficient of each of the remaining antenna array elements is $1 : \mu$, where μ is a maximum value of an average power ratio between coherent and non-coherent components of the received signal, the value being not more than a predetermined value.

12. The method of claim 10, further comprising the step of compensating for the top and bottom boundaries of the angle signal areas.

13. An apparatus for forming a forward channel pattern in a base station of a communication system equipped with an antenna array, comprising:

a calculation block for generating complex correlation responses to a signal received by the antenna array in association with L different directions, respectively, and calculating discrete values of the antenna pattern in a reverse channel;

a combiner for combining the generated complex correlation responses with the discrete values of the antenna pattern associated therewith, thereby generating decision functions, respectively; and

a weight vector generator for generating weight vectors of the antenna array in a forward channel, based on the generated decision functions, respectively.

14. The apparatus of claim 13, wherein the received signal is a pilot signal.

15. The apparatus of claim 14, wherein the calculation block comprises:

multipliers for multiplying complex correlation pilot signal responses to the pilot signal received through one of elements of the antenna array by complex direction coefficients predetermined for the antenna array elements, in association with the L different directions, respectively;

a combiner for combining the results of the multiplication, thereby generating the complex correlation responses respectively associated with the L different directions; and

a block for receiving respective complex weight coefficients for the antenna array elements in the reverse channel and complex direction coefficients respectively predetermined for the antenna array elements, in association with the L different directions, thereby calculating the discrete values of an antenna pattern, respectively.

16. The apparatus of claim 15, further comprising:

correlators for generating the complex correlation pilot signal responses to the received pilot signal; and

a block for generating the complex weight coefficients for the antenna array elements in the reverse channel.

17. The apparatus of claim 15, further comprising:

a reset combiner for resetting an output of the complex correlation response generating combiner in order to non-coherently accumulate the complex correlation response associated with each of the L different directions by a predetermined number.

18. The apparatus of claim 16, further comprising:

a normalization block for normalizing the complex correlation response associated with each of the L different directions.

19. The apparatus of claim 16, further comprising:

a normalization block for normalizing the discrete values of the antenna pattern respectively associated with the L different directions; and

a scaling block for scaling the normalized discrete values of the antenna pattern.

20. The apparatus of claim 13, wherein the weight vector generator determines amplitude and phase coefficients of elements of the antenna array, based on angles of signal arrival at each of which an associated one of the generated decision function has a maximum value, in association with the L different directions, respectively.

21. The apparatus of claim 20, further comprising:

a block for estimating, in association with the L different directions, the angles of signal arrival at each of which an associated one of the generated decision function has a maximum value, respectively; and

a block for estimating respective averages of the estimated signal arrival angles so that the average angles are used for the determination of the amplitude and phase coefficients.

22. The apparatus of claim 21, wherein the average signal arrival angle estimating block performs the estimation of the average signal arrival angles by estimating top and bottom boundaries of angle signal areas for respective averaged estimate distribution vectors of the estimated signal arrival angles, respectively.

23. The apparatus of claim 22, wherein the weight vector generator performs operations of:

determining the phase coefficients based on the estimated average signal arrival angles, respectively, while taking into consideration a geometry of the antenna array;

forming a correlation matrix of the antenna array elements based on the estimated top and bottom boundaries of the angle signal areas;

obtaining a bottom triangular matrix from the formed correlation matrix; and

determining the amplitude coefficients of the antenna array elements based on the obtained bottom triangular matrix and the determined phase coefficients.

24. The apparatus of claim 23, wherein the ratio of the amplitude coefficient of the antenna array element transmitting the pilot signal to the amplitude coefficient of each of the remaining antenna array elements is $1 : \mu$, where μ is a maximum value of an average power ratio between coherent and non-coherent components of the received signal, the value being not more than a predetermined value.

25. The apparatus of claim 23, wherein the top and bottom boundaries of the angle signal areas are compensated for.

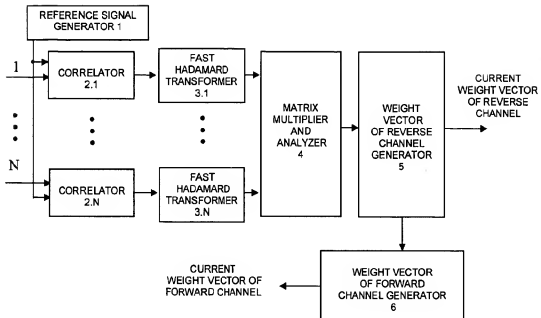


Fig.1. (PRIOR ART)

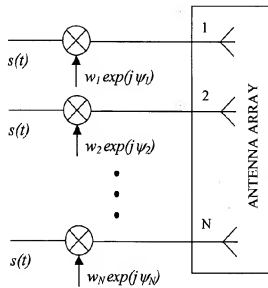


Fig.2

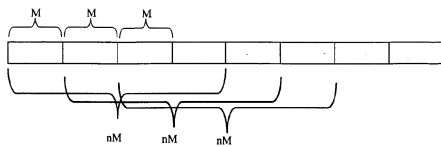


Fig.3.

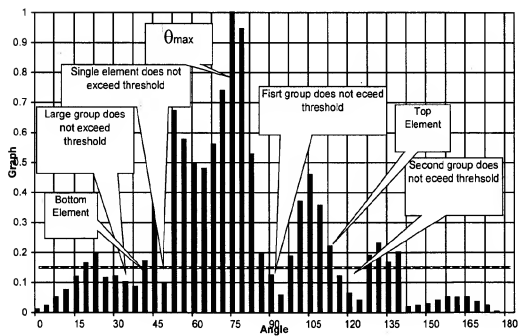


Fig.4

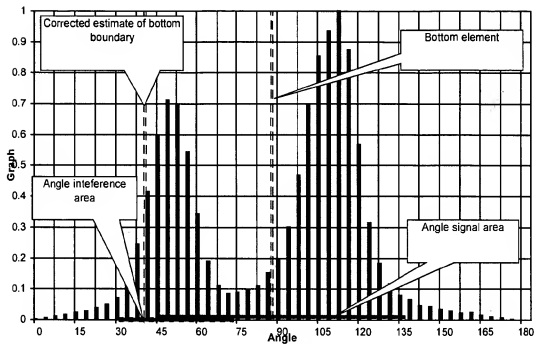
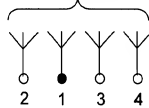


Fig.5.

Information signal is transmitted to all elements



↑
element transmitting pilot signal

Fig.6.

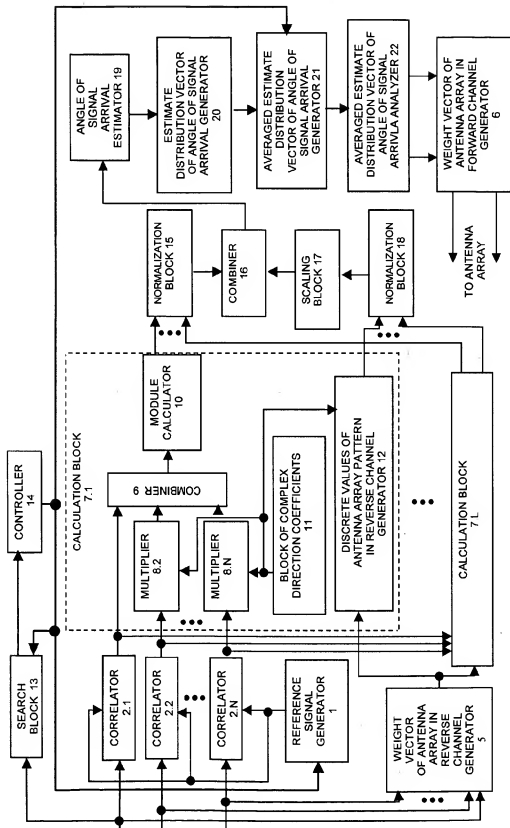


Fig. 7

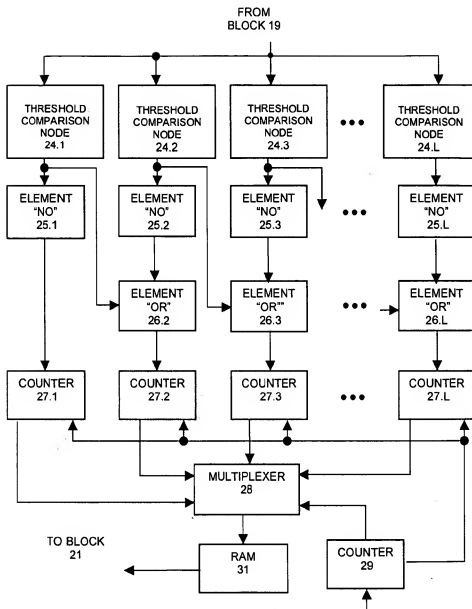


Fig. 8

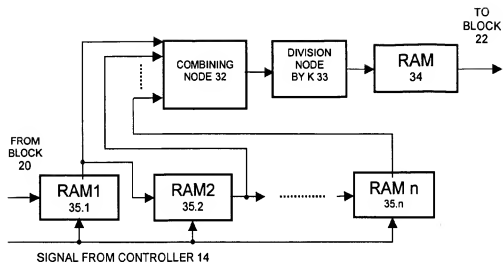


Fig.9.

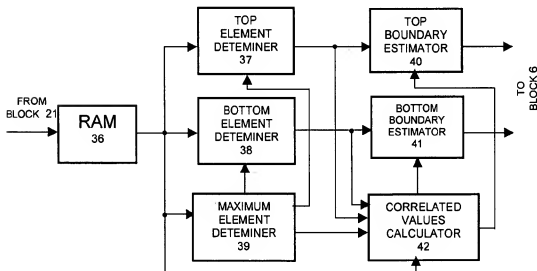


Fig. 10

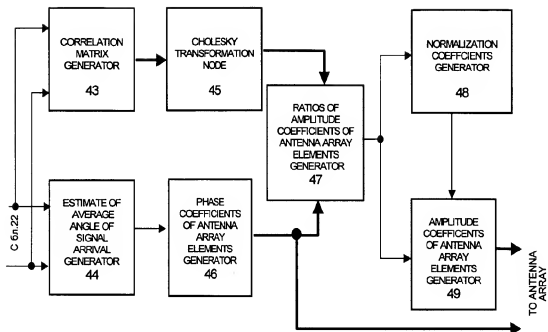


Fig. 11.

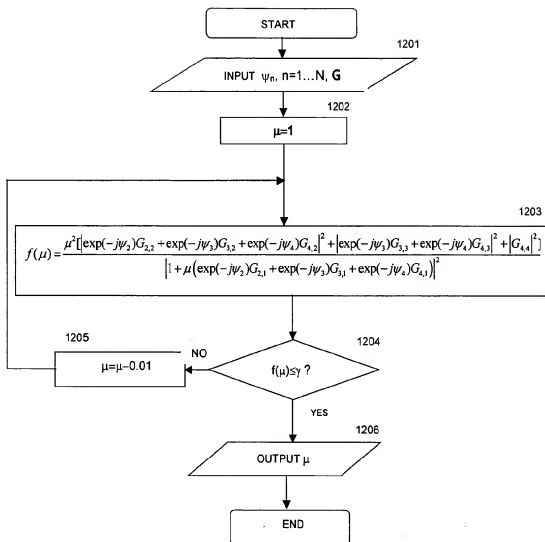


Fig. 12

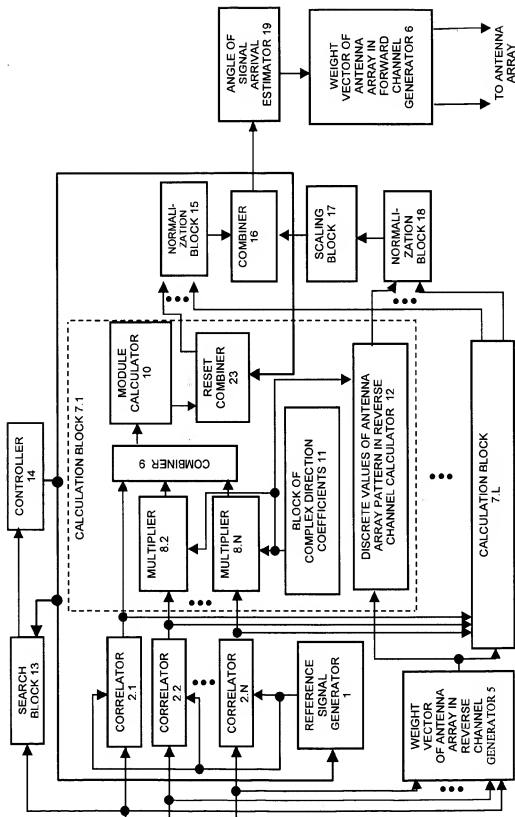


Fig. 13.

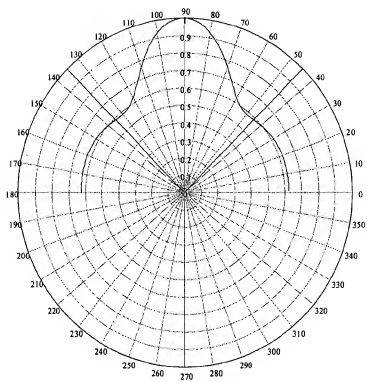


Fig.14.

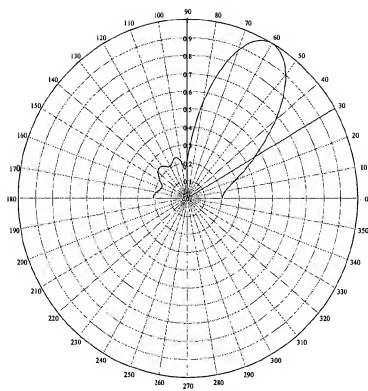


Fig. 15

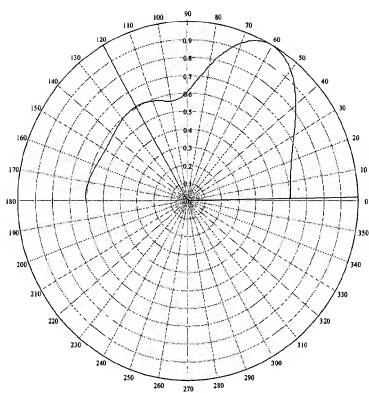


Fig. 16

**EUROPEAN PATENT APPLICATION**

(43) Date of publication:
09.03.2005 Bulletin 2005/10

(51) Int Cl.7: **H04Q 7/22**

(21) Application number: **04255309.9**

(22) Date of filing: **02.09.2004**

(84) Designated Contracting States:
AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HU IE IT LI LU MC NL PL PT RO SE SI SK TR
Designated Extension States:
AL HR LT LV MK

(72) Inventor: **Itoh, Katsutoshi,**
c/o Sony Ericsson Mobile
Minato-ku Tokyo (JP)

(30) Priority: **02.09.2003 JP 2003309660**

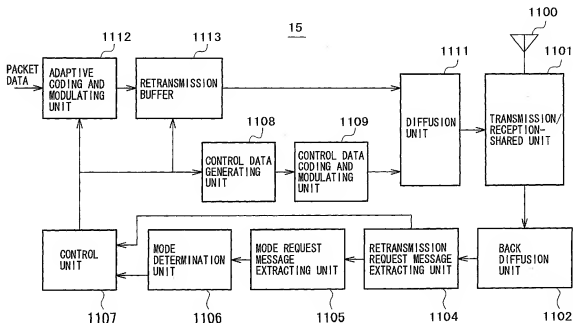
(74) Representative: **Turner, James Arthur et al**
D Young & Co
120 Holborn
London EC1N 2DY (GB)

(71) Applicant: **Sony Ericsson Mobile**
Communications Japan, Inc.
Tokyo (JP)

(54) Radio communication system and radio communication device

(57) In the mobile terminal, the reception quality estimating unit measures a reception quality, and at least one of the data buffer monitoring unit and the transmission power monitoring unit measures a data transmission capability. Based on the measured reception quality and data transmission capability, the terminal determines a transmission mode to be used, and reports it to the base station. The base station determines the transmission mode to be practically used in accordance with

the reported transmission mode, and notifies it to the mobile terminal. The base station transmits data according to the determined transmission mode, and the mobile terminal receives data according to the notified transmission mode. Thereby, the radio communication system determines the transmission mode in consideration for not only the reception quality, but also the deficiency in the data transmission capability of the terminal.

FIG. 2

Description

BACKGROUND OF THE INVENTION

Field of the Invention

[0001] The present invention relates to a radio communication system and a radio communication device.

[0002] The adaptive modulation & coding ratio communication system has been developed which varies the coding ratio of an error correction code and the modulation system (multi-valued modulation factor) in accordance with the quality of a propagation path. The system provides a user having a good quality of a propagation path with a high-speed data communication while sacrificing the noise durability, and provides a user having a poor quality of a propagation path with a low-speed data communication while taking full account of the noise durability.

[0003] The communication system using such adaptive modulation has been introduced in the radio communication system. As an example, the EDGE (Enhanced Data GSM Environment), CDMA 2000, HDR (High Data Rate) system and so forth can be quoted. Also in the W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access) is additionally adapted the same system (HSD-PA: High Speed Downlink Packet Access). This system implements the adaptive modulation & coding ratio according to the basic procedure as follows.

1. a terminal measures the reception quality of a signal transmitted from a base station,
2. the terminal notifies the base station of the modulation system & coding ratio (hereunder, referred to as 'mode request message') that is regarded as the optimum from the measurement result of the reception quality,
3. based on the mode request message transmitted from the terminal and the state of the resources at the base station, the base station determines the modulation system & coding ratio (generically called transmission mode) that is allocated in practice, and transmits the parameters (transmission parameters) of the determined transmission mode to the terminal,
4. the base station transmits user data based on the determined transmission parameters,
5. the terminal receives the transmission parameters, and carries out the data reception processing based on the transmission parameters, and
6. when detecting errors in the reception data, the terminal replies a retransmission request to the base station, and when receiving data correctly, the terminal replies a new data transmission request to the base station.
7. the system periodically repeats the above steps 1 through 6.

[0004] Fig. 10 and Fig. 11 illustrate this processing procedure. Fig. 10 illustrates the relation between the down control channel that notifies the terminal of the transmission parameters relating to the down data transmission from the base station, the down data channel that transmits the user data from the base station, and the up control channel that transmits the transmission parameter request from the terminal. This drawing shows an example in which the above steps 1 through 6 are carried out within a frame cycle. Fig. 11 illustrates the signal transmission & reception sequence between the terminal and the base station using the above channels, which corresponds to Fig. 10.

[0005] The base station varies the data transmission rate in accordance with the reception state (reception quality) of the user terminal during transmitting the down data, and transmits the data to the user terminal more efficiently. Further, taking full account of the system efficiency, the base station allocates a predetermined radio resource for the data transmission to the user terminal having a comparably good reception quality against the long-term average reception quality.

[0006] However in general data transmissions, it is necessary to transmit data from the terminal to the base station as a reply for the data that the user received, other than the data transmitted from the base station to the terminal. Although the reception quality is good at the terminal, when there are deficiencies in the data transmission capability, resulting from an insufficiency of the up transmission power and a quality degradation of the up link and so forth, there can be a case that the radio resource for the data transmission allocated to the terminal becomes useless unavoidably. Therefore, it is desirable that the base station carries out the down data transmission in consideration for the current data transmission capability of the terminal.

[0007] The present invention has been made in view of these circumstances, and embodiments of the invention provide a radio communication system and a radio communication device capable of determining a transmission mode in consideration for not only the reception quality of the terminal but also the deficiency in the data transmission capability thereof.

[0008] Various respective aspects and features of the invention are defined in the appended claims. Features from the dependent claims may be combined with features of the independent claims as appropriate and not merely as explicitly set out in the claims.

[0009] Embodiments of the invention can perform data transmissions while varying the transmission mode composed of a modulation system and a coding ratio and so forth.

[0010] According to one aspect of the invention, the radio communication system includes a first radio communication device and a second radio communication device that mutually perform radio communications. The radio communication system varies the transmission mode according to the conditions at least in the data

transmission from the first radio communication device to the second radio communication device. The second radio communication device measures a reception quality as well as a data transmission capability. Based on the measured reception quality and data transmission capability, either one of the first and second radio communication devices determines a transmission mode. The first radio communication device performs a data transmission to the second radio communication device according to the determined transmission mode.

[0011] As a concrete manner of the transmission mode that either one of the first and second radio communication devices determines, the following three can be quoted. (1) The second device determines a transmission mode primarily, and based on this, the first device determines a transmission mode finally. (2) The first device adopts the transmission mode as it is, that the second device determined. (3) The second device provides the first with necessary information to judge, and the first device determines the transmission mode.

[0012] This radio communication system determines a transmission mode in consideration for not only the reception quality of the second radio communication device but also the data transmission capability thereof. Therefore, if the reception quality is comparably good, but if the data transmission capability is lowered, taking this point into consideration, the system determines, for example, a transmission mode whereby the allocation of the radio resource for the data transmission is restricted.

[0013] The data transmission capability is determined on the basis of at least one of the transmission power of the second device and the data quantity of a transmission data buffer of the second device.

[0014] For example, if the transmission power is the maximum, the system judges that the desired data cannot reach the base station; and even if the reception quality is comparably good, the system determines a transmission mode whereby the allocation of the radio resource for the data transmission is restricted.

[0015] Or, if the data quantity of the transmission data buffer is sufficient, the system judges that the data transmission is not smoothly carried out; and at the moment that the buffer quantity exceeds a constant quantity, the system determines a transmission mode whereby the allocation of the radio resource for the data transmission is restricted. Such variations of the transmission mode can be set to plural steps according to the data quantity of the transmission data buffer.

[0016] The transmission mode is stipulated by at least one of the modulation system and the coding ratio.

[0017] According to another aspect of the invention, the radio communication receives data transmissions based on the transmission mode varied in accordance with conditions by the other radio communication device. The radio communication device includes a reception quality measuring means that measures a reception quality, a data transmission capability measuring means

that measures a data transmission capability, a means that determines a transmission mode on the basis of the measured reception quality and data transmission capability, a means that transmits the determined transmission mode to one other radio communication device, a means that receives the information on a transmission mode for use from the other radio communication device, and a means that receives the data from the other radio communication device according to a transmission mode designated by the information on the received transmission mode.

[0018] In this radio communication device, the reception quality measuring means measures a reception quality, and the data transmission capability measuring means measures a data transmission capability. On the basis of the measured reception quality and data transmission capability, the radio communication device determines a transmission mode. And, the radio communication device transmits the transmission mode thus determined to the other radio communication device. Receiving the information on the transmission mode from the other radio communication device, the radio communication device receives the data from the other radio communication device according to the transmission mode designated by the information on the received transmission mode.

[0019] According to another aspect of the invention, the radio communication device receives data transmissions based on the transmission mode varied in accordance with conditions by the other radio communication device. The radio communication device includes a reception quality measuring means that measures a reception quality, a data transmission capability measuring means that measures a data transmission capability, a means that transmits the information on the measured data transmission capability and reception quality to one other radio communication device, a means that receives the information on a transmission mode that the other radio communication device determined on the basis of the information on the measured data transmission capability and reception quality, and a means that receives the data from the other radio communication device according to a transmission mode designated by the information on the received transmission mode.

[0020] In this radio communication device, the reception quality measuring means measures a reception quality, and the data transmission capability measuring means measures a data transmission capability. The radio communication device transmits the information on the measured data transmission capability and reception quality to the other radio communication device. Receiving the information on the transmission mode that the other radio communication device determined on the basis of the information on the measured data transmission capability and reception quality, the radio communication device receives the data from the other radio communication device according to the transmission mode designated by the information on the received

transmission mode.

[0021] In the above radio communication device, the information on the measured data transmission capability and reception quality may be transmitted as individual and separate information, or the information may be transmitted as one piece of information that the reception quality is corrected by the data transmission capability.

[0022] In the radio communication device that measures the data quantity of the transmission data buffer, a transmission mode corresponding to a lower reception quality is selected as the data quantity of the transmission data buffer approximates to a predetermined memory quantity.

[0023] Further in a concrete embodiment of this invention, in which the radio communication system varies the modulation and coding in accordance with the reception quality of the terminal, the terminal device measures the instantaneous transmission power of the terminal. And, when the transmission power becomes the maximum, the system selects the transmission mode according to the lowest reception quality (for example, OOR, mentioned later), regardless of the conditions of the terminal reception quality. In such conditions, the system prevents the allocation of the radio resources by the base station.

[0024] In another embodiment, in which the radio communication system varies the modulation and coding according to the reception quality of the terminal, the terminal device measures a transmission data buffer quantity. The system adjusts the reception quality or the transmission mode to be reported in accordance with the buffer quantity, and prevents the allocation of the radio resources by the base station under the conditions where the data transmissions are not smoothly carried out. The adjustment of the transmission mode in this case is carried out in accordance with the transmission data buffer quantity. As the data quantity approximates to a predetermined memory quantity, the system selects a transmission mode corresponding to a lower reception quality than the actual reception quality.

[0025] The system according to this invention determines the transmission mode in consideration for the information on the reception quality as well as the transmission capability. Accordingly, the system will save a uselessly excessive allocation of the radio resources for data transmissions, thus achieving an efficient allocation of the radio resources. This invention can easily be introduced by using only the conventional interface such as the mode request message.

[0026] The invention will now be described by way of example with reference to the accompanying drawings, throughout which like parts are referred to by like references, and in which:

Fig. 1 schematically illustrates the whole construction of a radio communication system relating to the embodiment of the present invention;

Fig. 2 illustrates a construction of the base station that implements the communication system of the invention;

Fig. 3 illustrates a detailed construction of the adaptive coding & modulating unit in Fig. 2;

Fig. 4 illustrates the relation between the coded data and the one symbol, in which Fig. 4A illustrates the case in the QPSK modulation, and Fig. 4B illustrates the case in the 16-QAM modulation;

Fig. 5 illustrates a construction of the user terminal relating to the embodiment of the invention;

Fig. 6 illustrates a processing flow of the mode setting of the user data demodulating & decoding unit in Fig. 5;

Fig. 7 illustrates an example of selecting the combinations of the modulation system and the coding ratio;

Fig. 8 illustrates a processing flow of the transmission power monitoring unit and the data buffer monitoring unit in Fig. 5;

Fig. 9 illustrates a processing flow of the mode selection unit in Fig. 5;

Fig. 10 illustrates a relation between the down control channel, down data channel, and up control channel; and

Fig. 11 illustrates a sequence of signal exchanges between the terminal and the base station using the channels illustrated in Fig. 10.

[0027] The preferred embodiments of the invention will now be described in detail referring to the accompanying drawings.

[0028] Fig. 1 schematically illustrates the whole construction of a radio communication system relating to the embodiment of the present invention. It is assumed that this communication system provides the communication service, the service area is divided into cells of a desired size, and each of the cells contains a base station 15 being a fixed radio station. These base stations 15 are connected to mobile terminals (user terminals) 10 being mobile radio stations, by means of a predetermined radio communication system such as the W-CDMA. The base stations are connected to a public network 20 through channels. To the public network 20 are connected the Internet, multiple subscriber cable terminals, computer networks, and so forth, which are not illustrated.

[0029] Fig. 2 illustrates a construction of the base station 15 that implements the communication system as mentioned above.

[0030] The base station 15 includes: a transmission & reception antenna 1100, a transmission/reception-shared unit 1101, a back diffusion unit 1102, a retransmission request message extracting unit 1104, a mode request message extracting unit 1105, a mode determination unit 1106, a control unit 1107, a control data generating unit 1108, a control data coding & modulating unit 1109, a diffusion unit 1111, an adaptive coding &

modulating unit 1112, and a retransmission buffer 1113.

[0031] The base station 15 receives a transmission signal from a user by the antenna 1100 and the transmission/reception-shared unit 1101; and the back diffusion unit 1102 demodulates the received signal.

[0032] The retransmission request message extracting unit 1104 extracts the retransmission request message, which is transferred to the control unit 1107. The mode request message extracting unit 1105 extracts the mode request message, which is transmitted to the mode determination unit 1106. The retransmission request message and the mode request message are extracted in each frame (one frame is configured with N-slots).

[0033] The mode determination unit 1106 determines the optimum modulation system & coding ratio from the mode request message and the state of the resources at the base station, and allocates the radio resources for data transmissions such as coding resources and power resources to the user.

[0034] The control unit 1107 checks whether there is the retransmission request message in the first place; if there is, the control unit 1107 transfers the first transmission mode and the retransmission flag to the control data generating unit 1108, adaptive coding & modulating unit 1112, and retransmission buffer 1113, and if there is not, the control unit 1107 transfers the transmission mode determined by the mode determination unit 1106 to the above three units.

[0035] The control data generating unit 1108 generates a message for communicating the transmission parameters selected by the control unit 1107 to the user terminal.

[0036] The adaptive coding & modulating unit 1112 codes & modulates the transmission signal in accordance with the coding system (concretely, the coding ratio) and modulation system selected by the control unit 1107.

[0037] Fig. 3 illustrates a detailed construction of the adaptive coding & modulating unit 1112. In the drawing, the coding system contains the coding ratio of $R = 1/2$ and the coding ratio of $R = 3/4$. The coding units 1402a and 1402b of the coding ratio $R = 1/2$ add one redundancy bit per one bit of the input data. The coding unit 1402c of the coding ratio $R = 3/4$ adds one redundancy bit per three bits of the input data. The code of the coding ratio $R = 1/2$ has comparably large redundancy bits, and it is strong in the error correction capability accordingly, but it decreases the quantity of user data that can be transmitted. On the other hand, the code of the coding ratio $R = 3/4$ is inferior to the code of the coding ratio $R = 1/2$ with regard to the error correction capability, but it increases the quantity of user data that can be transmitted.

[0038] As the modulation system, the QPSK modulation and the 16-QAM modulation are available. As illustrated in Fig. 4A and Fig. 4B, the QPSK modulation unit 1403a maps the coded 2-bits data into one symbol, and

the 16-QAM modulation units 1403b and 1403c map the coded 4-bits data into one symbol. If the transmittable symbol rate is made constant, actually the QPSK modulation will have more transmittable data than the QPSK modulation, but the noise characteristic becomes worse because the distance between the symbols becomes shorter.

[0039] The switches 1401 and 1404 select the coding and modulation systems of the input data; the coding unit 1402 adds the error correction code to the data; and the modulation unit 1403 maps the data into the modulated symbol. Here, if there is the retransmission flag, the control unit 1107 will not work this function.

[0040] The retransmission buffer 1113 stores the data having been transmitted. If there is a retransmission instruction from the control unit 1107, the retransmission buffer 1113 transmits the data being stored, and if there is not, it erases the data transmitted in the past and stores the data newly transferred from the adaptive coding & modulating unit 1112.

[0041] The diffusion unit 1111 diffuses the transmission signal and control data that experienced the coding & modulation processing by using each different diffusion codes, which are transmitted to the user terminal.

[0042] Fig. 5 illustrates a construction of the user terminal (mobile terminal 10) relating to the embodiment that implements the above communication system.

[0043] The user terminal includes: a transmission & reception antenna 100, a transmission/reception-shared unit 101, a back diffusion unit 102, a data channel reception quality estimating unit 105, a mode selection unit 106, a control data demodulating & decoding unit 107, a control unit 108, a user data demodulating & decoding unit 109, an error detection unit 110, a retransmission request message generating unit 111, a retransmission request message inserting unit 112, a mode request message inserting unit 113, a diffusion unit 115, a data buffer monitoring unit 118, and a transmission power monitoring unit 119.

[0044] The transmission signal transmitted from the base station is received by the antenna 100 and transmission/reception-shared unit 101, and the signal is split into the control channel and the user data channel by the back diffusion unit 102.

[0045] The control channel signal is inputted to the control data demodulating & decoding unit 107. The control data demodulating & decoding unit 107 detects the information on the coding system and modulation system (transmission mode) being applied to the user data channel. The control unit 108 executes the mode setting in the user data demodulating & decoding unit 109. The processing contents in this part will be described later with the flow chart in Fig. 6.

[0046] On the other hand, the user data channel signal is inputted to the data channel reception quality estimating unit 105 and user data demodulating & decoding unit 109.

[0047] The data channel reception quality estimating

unit 105 estimates a Signal to Noise Ratio (SNR) of the user data channel, or a Signal to Interference power Ratio (SIR), as the index of the reception quality. The method of estimating the Signal to Noise Ratio is widely known. The SNR can be estimated, for example, by using the pilot symbol that is time-division-multiplexed on the user data channel, or by using the pilot channel symbol being transmitted in parallel to the user channel. The estimated value of the reception quality is inputted to the mode selection unit 106. According to the estimated value of the reception quality, the mode selection unit 106 selects the combinations (namely, transmission modes) of the modulation system and the coding ratio to be requested to the base station, and generates the mode request message. This processing is executed in each frame.

[0048] Fig. 6 illustrates a processing flow of the mode setting of the user data demodulating & decoding unit 109. The first step (S51) demodulates and decodes the data from the control unit 108 to detect the transmission mode. If the transmission mode is the QPSK modulation (Yes at S52), S53 receives (demodulates and decodes) the data by the QPSK modulation and the coding ratio $R = 1/2$. If the transmission mode is not the QPSK modulation, but the 16QAM modulation and $R = 1/2$ (Yes at S54), S55 receives the data by the 16QAM modulation and the coding ratio $R = 1/2$. If the transmission mode is the 16QAM modulation and $R = 3/4$ (Yes at S56), S57 receives the data by the 16QAM modulation and the coding ratio $R = 3/4$.

[0049] Hereunder, the method of selecting the combinations (namely, transmission modes) of the modulation system and the coding ratio will be described.

[0050] As mentioned above, depending on the combinations of the modulation system and the coding ratio, the transferable data quantity and the noise durability of the data will differ. And, in view of the data transfer quantity, there is the relation: $(R = 1/2, \text{QPSK}) < (R = 1/2, \text{16QAM}) < (R = 3/4, \text{16QAM})$. However, in view of the noise durability, there is the relation: $(R = 1/2, \text{QPSK}) > (R = 1/2, \text{16QAM}) > (R = 3/4, \text{16QAM})$. Thus in this embodiment, in case of a good transmission path having a less noise (in case of a good reception quality), it is possible to select a combination of the coding system and the modulation system having a larger data transfer quantity. And, in case of a very bad transmission path having much noise (in case of a bad reception quality), it is possible to suppress the data transfer quantity to reinforce the error correction performance.

[0051] Fig. 7 illustrates an example of selecting the combinations of the modulation system and the coding ratio. The drawing shows the relation between the reception quality (SIR) and the Frame Error Rate (FER), in regard to each transmission mode. The graph serves to select the combination of the modulation system and coding ratio of which the FER is less than 10 % with regard to the estimated value of the reception quality. When the estimated reception quality is not more than

- 13 dB, the OOR (Out Of Range) is selected on the premise that any combination cannot maintain the FER of 10 %. In the OOR, the base station does not transmit the data. When the estimated reception quality is not more than - 8 dB, the QPSK and $R = 1/2$ is selected. When it is not less than - 4 dB, the 16QAM and $R = 3/4$ is selected. When it is other than these, the 16QAM and $R = 1/2$ is selected.

[0052] The user data demodulating & decoding unit 109 decodes and demodulates the data according to the decoding system and the demodulating system set by the control unit 108, and outputs the result as the reception signal.

[0053] The error detection unit 110 performs the parity check using the Cyclic Redundancy Check (CRC) code, and checks if the demodulated data contain errors. The retransmission request message generating unit 111 generates a message for replying the result to the base station. For example, when the data is checked not to contain errors, it generates 0, and when the data is checked to contain errors, it generates 1.

[0054] The retransmission request message and the mode request message thus generated are given the framings respectively in the retransmission request message inserting unit 112 and the mode request message inserting unit 113, which are transmitted to the base station through the diffusion unit 115 and the transmission/reception-shared unit 101. By using the above construction, the system is able to vary the data transmission speed in accordance with the reception conditions of the user terminal, and to transmit the data to the user terminal with more efficiency. However, the above selection of the modulation system and the coding ratio takes only the reception quality into account. This invention further takes the transmission capability into account, which will be mentioned later, and makes the final selection of the combinations of the modulation system and the coding ratio.

[0055] In order to implement the above, the transmission power monitoring unit 119 periodically measures the absolute transmission power of the transmission/reception-shared unit 101, and monitors whether or not the transmission power is in a predetermined state. The steps S11 through S16 in Fig. 8 shows the processing of the transmission power monitoring unit 119. This processing is carried out periodically (for example, at each interval of 0.667 msec). Concretely, the step S11 checks if the measured power tx_power exceeds a predetermined maximum value MAX. If it does not, the step S14 resets a counter value cnt to 0, and the step S16 sets a flag tx_pow_max to 0. On the other hand, if the power tx_power measured at S11 exceeds the predetermined maximum value MAX, the step S12 increments the counter value cnt, and the step S13 checks if the counter value cnt exceeds a predetermined value M. The predetermined value M signifies the frequency (for example, 8 to 9 times) that is defined by the terminal or designated by the network. If the counter value cnt

exceeds the predetermined value M at S13, it will find that the measured power tx_power exceeds the maximum transmission power continuously by M times. In that case, the step S15 outputs the flag tx_pow_max = 1. If the measured power tx_power falls below the predetermined maximum value MAX even once, the step S16 returns the flag tx_pow_max to 0.

[0056] The data buffer monitoring unit 118 measures the data quantity stored in a transmission data buffer 116 to monitor whether the data quantity is in a predetermined state or not. The steps S21 through S25 in Fig. 8 show the processing of the data buffer monitoring unit 118. This processing is carried out periodically as well (for example, at each interval of 0.667 msec). Concretely, the step S21 resets the valuable tx_data_over of three values (0, 1, 2) representing the data quantity level of the transmission data buffer to 0. Next, the step S22 checks if the data quantity data of the transmission data buffer 116 exceeds X % (for example, 90 %) of the maximum memory capacity (max_mem). If it does not exceed, the current processing will be terminated. If it exceeds, the step S23 increments the valuable tx_data_over. That is, the valuable tx_data_over is increased to 1. Further, as the data quantity data exceeds Y % (for example, 95 %) of the maximum memory capacity (Y>X) (Yes at S24), the step S25 increments the valuable tx_data_over. That is, the valuable tx_data_over is increased to 2. In the other cases, the valuable tx_data_over is 0.

[0057] Fig. 9 illustrates the processing flow of the mode selection unit 106. This processing is carried out periodically (for example, at each period of the mode request, at each 2ms). First, the step S31 acquires the estimated value of the reception quality from the data channel reception quality estimating unit 105, and selects the transmission mode (mode) according to this value. It is stipulated that the mode = 1 corresponds to the transmission mode (R = 1/2, QPSK), the mode = 2 corresponds to the transmission mode (R = 1/2, 16QAM), and the mode = 3 corresponds to the transmission mode (R = 3/4, 16QAM). And, the mode = 0 corresponds to the OOR. Next, the step S32 judges the processing result in Fig. 8. If the condition is tx_pow_max = tx_data_over = 0, there is not any processing to be carried out, and the processing will be terminated. This means that the transmission mode was selected according to the reception quality estimating unit 105 as the conventional manner. If the condition is tx_pow_max = 1, or tx_data_over = 2, the step S34 ignores the output from the reception quality estimating unit 105, and outputs the OOR. If the condition is tx_pow_max = 0, and tx_data_over = 1, the step S35 selects the transmission mode having the mode value lower by 1 than the transmission mode selected according to the reception quality estimating unit 105. Thus, the mode selection unit 106 reports a lower data rate than the data rate whereby the terminal can inherently receive the data. Here, the function max (OOR, mode -

1) at S35 means a larger value of the values subtracted by 1 from the values of OOR and mode. When the mode value after the subtraction becomes negative, the OOR is forcibly selected.

[0058] As mentioned above, the embodiment determines the transmission mode in accordance with not only the reception quality of the mobile terminal but also the transmission capability thereof. Thereby, the system is able to allocate the radio resources for data transmissions more appropriately to individual mobile terminals.

[0059] The preferred embodiments having been described, various modifications and changes are possible with the exception of the above mentioned.

[0060] For example, the embodiment determines a primary transmission mode at the mobile terminal, and determines a final transmission mode on the side of the base station. However, it may be arranged to transmit to the base station the information for determining the transmission mode (reception quality, data quantity of the transmission data buffer, transmission power, etc.), and to determine the transmission mode based on the information on the side of the base station. In this case, as the information for determining the transmission mode, the reception quality, data quantity of the transmission data buffer, and transmission power and so forth may be transmitted independently; however, any one of the information (reception quality, for example) corrected by the other information may be transmitted. In the above description, the base station determines the transmission mode finally; however, the present invention is not to exclude that the base station uses the transmission mode as it is, determined by the mobile terminal.

[0061] In the above description, the data transmission is carried out between the base station and the mobile terminal; however, the invention is applicable to the data transmission between arbitrary radio communication devices.

[0062] In regard to the concrete modulation system and coding system constituting the transmission mode, the aforementioned systems are only illustrative, and the systems other than the above can be used.

[0063] In so far as the embodiments of the invention described above are implemented, at least in part, using software-controlled data processing apparatus, it will be appreciated that a computer program providing such software control and a transmission, storage or other medium by which such a computer program is provided are envisaged as aspects of the present invention.

Fig. 1:

- 15: base station
- 20: public network

Fig. 2

Packet data

1101:	transmission/reception-shared unit		data transmission (step 4)
1102:	back diffusion unit		notification transmission mode (step 3)
1104:	retransmission request message extracting unit		mode request (step 2)
1105:	mode request message extracting unit	5	retransmission request (step 6)
1106:	mode determination unit		
1107:	control unit		Fig. 11:
1108:	control data generating unit		(or transmission request new data)
1109:	control data coding & modulating unit		
1111:	diffusion unit	10	Claims
1112:	adaptive coding & modulating unit		
1113:	retransmission buffer		

Fig. 3:

1402a:	coding $R = 1/2$	15
1403a:	QPSK modulation	
1403b:	16-QAM modulation	

Fig. 5:

101:	transmission/reception-shared unit	20	said second radio communication device
102:	back diffusion unit		measures a reception quality as well as a data
105:	data channel reception quality estimating unit	25	transmission capability;
106:	mode selection unit		one of said first and second radio communication
107:	control data demodulating & decoding unit		devices determines the transmission mode
108:	control unit		to be used, based on the measured reception
109:	user data demodulating & decoding unit		quality and data transmission capability; and
110:	error detection unit	30	said first radio communication device performs
111:	retransmission request message generating unit		the data transmission to the second radio communication
112:	retransmission request message inserting unit		device based on the determined
113:	mode request message inserting unit	35	transmission mode.
115:	diffusion unit		
116:	transmission data buffer		2. A radio communication system according to Claim
117:	coding unit		1, wherein the data transmission capability is determined
118:	data buffer monitoring unit		on the basis of at least one of a transmission
119:	transmission power monitoring unit	40	power of said second radio communication device

Fig. 6:

S51:	demodulate and decode transmission mode	45	and a data quantity of a transmission data buffer.
S53 (S55, S57):	receive data by QPSK and $R = 1/2$		

Fig. 9:

S31:	select according to estimated value of reception quality	50
------	--	----

Fig. 10:

down data channel	55	4. A radio communication device comprising:
down control channel		reception quality measuring means that measures
up control channel		a reception quality,
		data transmission capability measuring means
		that measures a data transmission capability,
		means that determines a transmission mode on
		the basis of the measured reception quality and
		data transmission capability,
		means that transmits the determined transmission
		mode to one other radio communication device,
		means that receives information on a transmission
		mode for use from the other radio communication
		device, and
		means that receives data from the other radio

communication device according to a transmission mode designated by information on the received transmission mode.

5. A radio communication device comprising:

reception quality measuring means that measures a reception quality,
data transmission capability measuring means that measures a data transmission capability,
means that transmits information on the measured data transmission capability and reception quality to one other radio communication device,
means that receives information on a transmission mode that the other radio communication device determined on the basis of information on the measured data transmission capability and reception quality, and
means that receives data from the other radio communication device according to a transmission mode designated by information on the received transmission mode.

6. A radio communication device according to Claim 4 or Claim 5, wherein said data transmission capability measuring means measures a transmission power of the radio communication device.

7. A radio communication device according to Claim 4 or Claim 5, wherein said data transmission capability measuring means measures a data quantity of a transmission data buffer of the radio communication device.

8. A radio communication device according to Claim 7, wherein a transmission mode corresponding to a lower reception quality is selected, as the data quantity of the transmission data buffer approximates to a predetermined memory quantity.

9. A radio communication device according to Claim 4 or Claim 5, wherein the transmission mode is stipulated by at least one of a modulation system and a coding ratio.

10. A radio communication device comprising:

a reception quality measuring unit that measures a reception quality,
a monitoring unit that measures a data transmission capability, and monitors whether a measured result thereof is in a predetermined state or not,
a mode selection unit that determines a transmission mode on the basis of the measured reception quality and data transmission capability, and

a transmission & reception unit that transmits the determined transmission mode to one other radio communication device, receives information on a transmission mode for use from the other radio communication device, and receives data from the other radio communication device according to a transmission mode designated by information on the received transmission mode.

11. A radio communication device comprising:

a reception quality measuring unit that measures a reception quality,
a monitoring unit that measures a data transmission capability, and monitors whether a measured result thereof is in a predetermined state or not, and
a transmission & reception unit that transmits information on the measured data transmission capability and reception quality to one other radio communication device, receives information on a transmission mode that the other radio communication device determined on the basis of information on the measured data transmission capability and reception quality, and receives data from the other radio communication device according to a transmission mode designated by information on the received transmission mode.

12. A radio communication device according to Claim 10 or Claim 11, wherein said monitoring unit measures a transmission power of the radio communication device.

13. A radio communication device according to Claim 10 or Claim 11, wherein said monitoring unit measures a data quantity of a transmission data buffer of the radio communication device.

14. A radio communication device according to Claim 13, wherein a transmission mode corresponding to a lower reception quality is selected, as the data quantity of the transmission data buffer approximates to a predetermined memory quantity.

15. A radio communication device according to Claim 10 or Claim 11, wherein the transmission mode is stipulated by at least one of a modulation system and a coding ratio.

FIG. 1

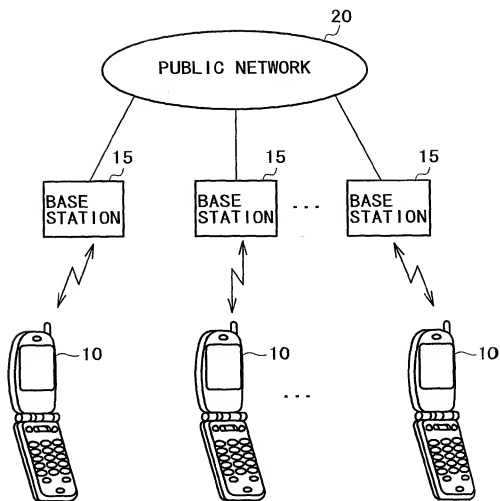


FIG. 2

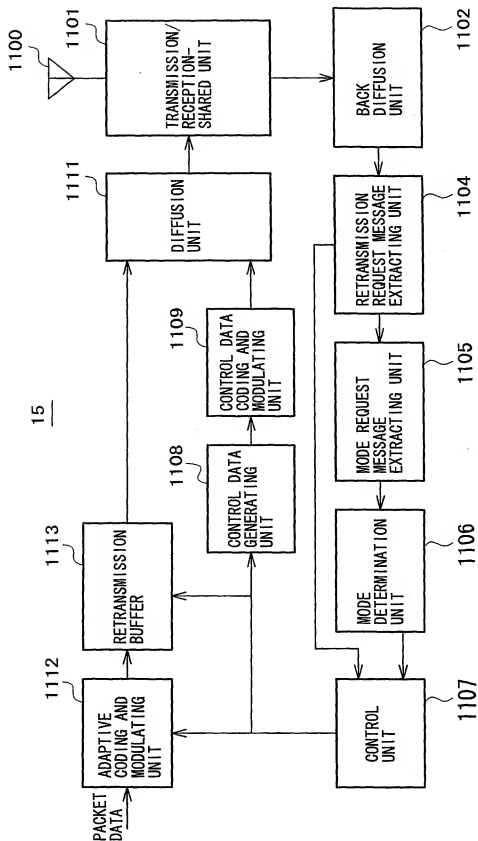


FIG. 3

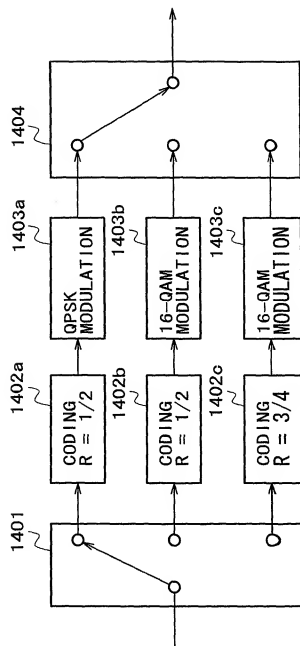
1112

FIG. 4A

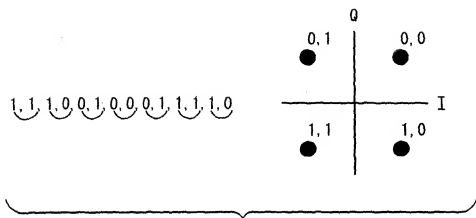


FIG. 4B

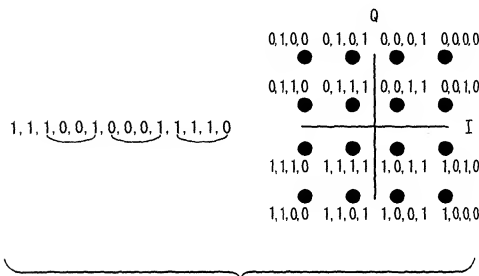


FIG. 5

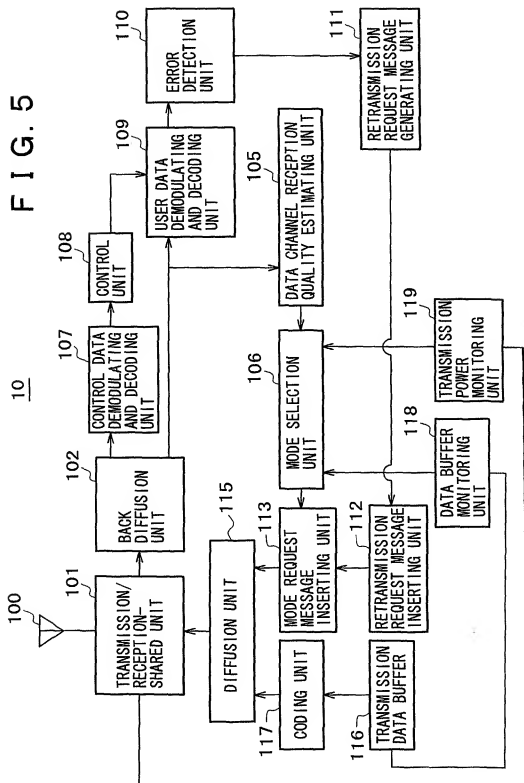


FIG. 6

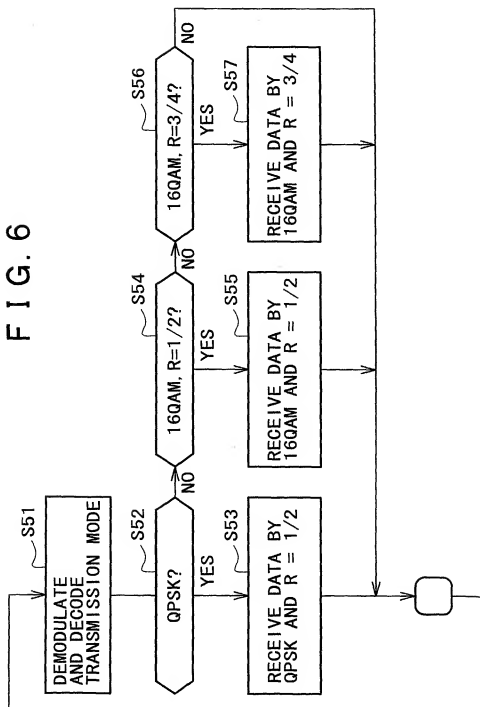


FIG. 7

FER Analysis:

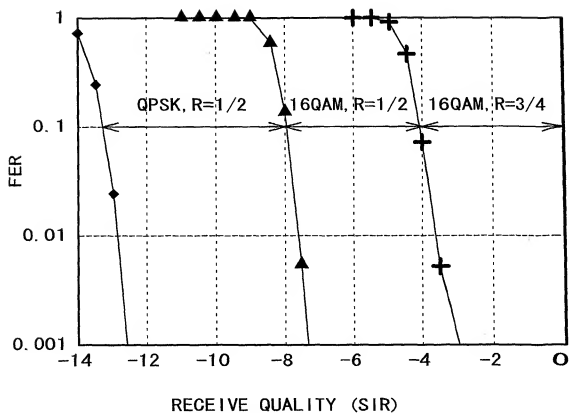


FIG. 8

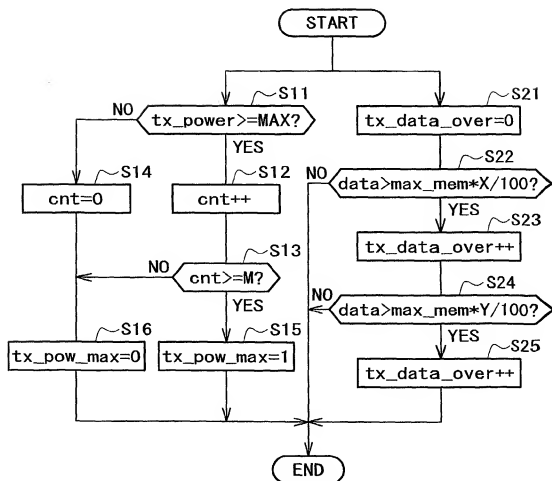


FIG. 9

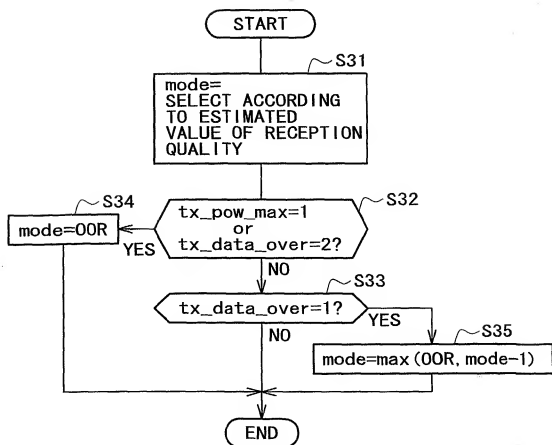


FIG. 10

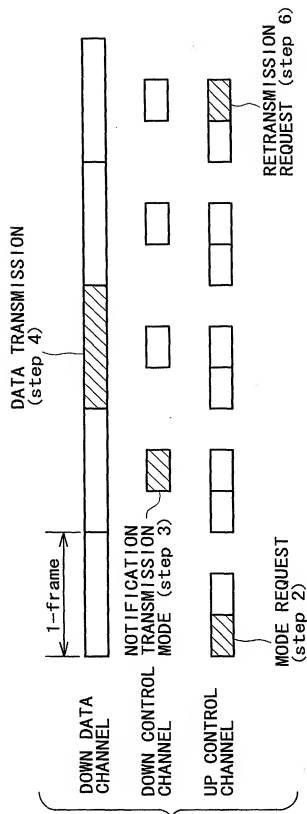
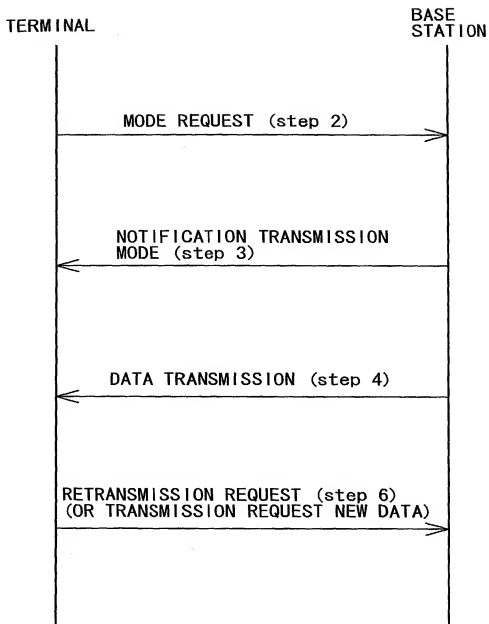


FIG. 11





EUROPEAN PATENT APPLICATION

(43) Date of publication:
05.11.1997 Bulletin 1997/45

(51) Int Cl.⁶: H04L 12/18, H04L 12/64

(21) Application number: 97302818.6

(22) Date of filing: 24.04.1997

(84) Designated Contracting States:
CH DE ES FI FR GR IT LJ NL SE

• Drage, Keith, Edmund
The Meadows, Nottingham NG2 2LA (GB)

(30) Priority: 01.05.1996 GB 9609148

(74) Representative: Branfield, Henry Anthony
The General Electric Company, p.l.c.
GEC Patent Department
Waterhouse Lane
Chelmsford, Essex CM1 2QX (GB)

(71) Applicant: GPT LIMITED
Coventry, CV3 1HJ (GB)

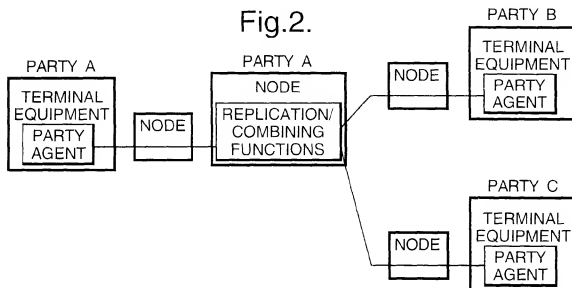
(72) Inventors:
• Elwell, John, Robert
West Bridgford, Nottingham NG2 6LT (GB)

(54) Multi-party communications

(57) A multi-party communication in a telecommunications network, sometimes termed a conference call, is set up between a plurality of parties in different locations using a signalling protocol which is independent of the bearer connections between those parties. The bearer connections carry various media (e.g. audio, video, data) between the parties, who individually may have access to some or all of the total set of media in

use in the conference call, and each medium may utilise a different topography of bearer connections. By providing for the conference call a signalling protocol which is independent of bearer connections and of the signalling protocols used to establish those connections, the conference call can be established, controlled and finally terminated in a manner that is independent of the topology of any of the media involved.

Fig.2.



Description

A multi-party communication in a telecommunication network, sometimes termed a conference call, is set up between a plurality of parties in different locations using a signalling protocol which is independent of the bearer connections between those parties. The bearer connections carry various media (e.g. audio, video, data) between the parties, who individually may have access to some or all of the total set of media in use in the conference call, and each medium may utilise a different topography of bearer connections. By providing for the conference call a signalling protocol which is independent of bearer connections and of the signalling protocols used to establish those connections, the conference call can be established, controlled and finally terminated in a manner that is independent of the topology of any of the media involved.

Although multi-party communication (conference call) has been available in narrowband communication networks for some time, primarily for speech, human-factor difficulties resulting from the use of only a single medium have tended to inhibit the use of the service, particularly above three or four parties. Multi-media communication goes a long way towards removing or easing these difficulties. Asynchronous Transfer Mode (ATM) is a suitable infrastructure for taking multi-media communication to the desktop or to the home and is therefore likely to act as a catalyst for a substantial increase in conferencing.

A conference call is an association between an arbitrary number of users of a telecommunication network (or set of interconnected telecommunication networks) for the purpose of mutual communication. Within the scope of a conference call, one or more media may be used for information transmission between the participating users (parties). Examples of media are audio, video and data. For each medium, each party may be able to transmit and receive information, transmit only, receive only, or be a non-participant in that medium (in which case the party need not be aware of the participation of other parties in that medium).

According to the present invention, a multi-media conferencing system includes a plurality of user ports switchably interconnected via bearer connections to form a communication network, and a signalling protocol operative between said user ports and a conference control entity to control the bearer connection independently of the topography of the individual bearer connections.

Normally a party control agent would be associated with each user port.

Preferably means are provided by which party control agents and the conference control entity can control the establishment and release of individual bearer connections utilising a topography which is dependent upon the availability of replication and/or combining functions.

Preferably again the replication and/or combining

functions are located remotely from the conference control entity and party control agents.

Each medium requires a bearer connection between the participating users. The bearer connection requires replication functions if more than one party is a receiver of the medium. The bearer connection requires combining functions if more than one party is a transmitter of the medium. When more than one party is a receiver and more than one party is a transmitter, both replication and combining functions are required. Replication and combining functions for a given bearer connection may or may not be collocated.

Furthermore, for a given bearer connection, replication and/or combining functions can be centralised at one node of the network (e.g. a conventional audio conference bridge) or can be distributed through different nodes of the network and/or the terminals of the parties involved.

As a result of the above considerations, different media within the same conference can have different bearer connection topologies.

In order to coordinate the parties in a conference and their participation in the various media involved, call control signalling takes place between the parties and the network and between network nodes. This signalling is separate from the signalling used to control the individual bearer connections. This control signalling topology can be symmetrical, since all parties in the conference are intrinsically equal (apart from any artificial limitations that might give certain privileges only to certain parties). The most appropriate symmetrical topology is a star, with a central conference control entity located in one of the nodes of the network.

Such a central conference control entity manages the control of bearer connections. In particular, where a bearer connection has centralised replication and/or combining functions, a bearer control entity will exist at the node where these functions exist.

The present invention will now be described by way of example, with reference to the accompanying drawings, in which:-

Figure 1 shows an example of a four-party multimedia conference;

Figure 2 shows an illustration of a medium for a multimedia conference having three participants with centralised replication/combining functions;

Figure 3 shows an illustration of a medium for a multimedia conference having three participants with replication/combining functions in terminal equipments;

Figure 4 shows a generalised topology for a medium for a multimedia conference having three participants with replication functions collocated with combining functions;

Figure 5 shows a generalised topology for a medium for a multimedia conference having three participants with separately located replication and combining functions;

Figure 6 shows an example of a point-to-multipoint bearer;

Figure 7 shows a generalised topology for a medium for a multimedia conference having three participants when point-to-multipoint bearers are used;

Figure 8 shows a multimedia conference call control architecture;

Figure 9 shows a conference call control entity located in a terminal;

Figure 10 shows an example of call control and bearers in support of a single medium;

Figure 11 shows bearer coordination where only point-to-point bearers are used;

Figure 12 shows bearer coordination where point-to-multipoint bearers are used;

Figure 13 shows bearer coordination where replication functions are collocated with combining functions;

Figure 14 shows bearer coordination where all replication/combining functions are collocated; and

Figure 15 shows bearer coordination where all replication/combining functions are located in terminal equipments.

Example 1.

Three or more users participate in a video conference involving separate audio and video media. Each party receives audio and video streams from each of the other parties. The audio streams received by a party are combined in some way (e.g. by simple addition) and the video streams are either combined in some way (for display as a single entity) or kept separate. If there is a party without video capability, that party will just receive audio streams from the other parties and the other parties will receive only an audio stream from that party. The parties may also participate in data communication. Figure 1 illustrates a four party multimedia conference call in which party D participates only in voice.

Example 2.

In the example above, if two parties wish to hold an audio conversation in private, but still within the context

of the conference, an additional audio medium can be created in which only those two parties participate. The two parties can be disconnected from the audio medium in which the other parties are involved.

Example 3.

A number of users receive an audio/video broadcast. Audio and video media are transmitted from a single source (which acts as one party in the conference) and are received by the other users.

Example 4.

This is a combination of examples 1 and 3. Two or more users receiving an audio/video broadcast also communicate with each other in order to discuss the broadcast. Each user receives audio and video streams from each of the other users (including the broadcast source), whereas the broadcast source transmits only.

A user of a telecommunication network accesses that network through a terminal equipment attached to the network through some wired or wireless (e.g. radio) means. Within a terminal equipment there is assumed to be functionality that acts on behalf of that user for the purpose of controlling calls (including conference calls) in which that user is involved and controlling and terminating the bearer connections supporting the media by which that user participates in those calls. This functionality is referred to here as a party agent. Signalling between the party agents of those parties involved in a conference call and relevant entities within the network is used to achieve control of the conference call and the control of the bearers in support of the media involved in that conference call.

In considering a particular medium involved in a conference call, a party that transmits that medium to two or more other parties requires functionality for replicating information. For example, in an ATM network, this might be achieved by replicating cells, whereby each cell transmitted by a party is copied to each of the parties needing to receive that medium.

Similarly, a party that receives a medium from two or more other parties requires functionality for combining information. The way this is achieved will depend on the particular medium. For audio, for example, it might be achieved by adding together audio samples from the different sources, thereby superimposing the different audio signals.

Where a medium is received by more than one party and transmitted by more than one party, both replication and combining functions are required for that medium.

For a given bearer connection, replication and/or combining functions can be centralised at one node of the network (e.g. a conventional audio conference bridge) or can be distributed in various ways through different nodes of the network and/or the terminals of the parties involved. Figure 2 shows an example of a medi-

um with three participants where for each party there are local replication/combining functions in the terminal equipment. In figures 2 and 3, each line represents bi-directional transmission of information. Other topologies are possible between these two extremes. The particular scheme chosen for a given medium in a given conference will depend on the requirements of the medium and the availability of replication and combining functions in terminal equipments and network nodes, taking into account also the desirability of keeping bandwidth utilisation within the network to a minimum, particularly when long distances are involved.

Figure 4 shows a generalised topology for a three party conference with replication functions on behalf of a given party collocated with the corresponding combining functions. The topology shown in figure 2 corresponds to the special case of the generalised topology of figure 4 where the replication/combining functions are located in the terminal equipments. The topology shown in figure 3 corresponds to the special case of the generalised topology of figure 4 where the replication/combining functions are all located in the same network node.

Replication and combining functions need not be collocated with each other. Figure 5 shows a further generalisation of the generalised topology shown in figure 4 with separately located replication and combining functions. The topology shown in figure 4 is in fact that topology shown in figure 5 simplified for the special case where replication functions are collocated with combining functions. In figure 5 each line represents unidirectional transmission of user information in the direction indicated by the arrow-head.

Furthermore, replication of media information from a given party can be distributed throughout the network in such a way as to optimise transmission bandwidth requirements, as illustrated by the example in figure 6. This is possible if the network supports unidirectional point-to-multipoint bearer capabilities, as is sometimes the case with ATM networks, for example. The generalised topology of figure 5 is then modified as shown in figure 7.

As a result of the above considerations, different media within the same conference can have different bearer connection topologies.

Signalling is required between party agents and bearer control entities within the network and also between bearer control entities within the network to control the establishment and release of bearer connections in support of media. A bearer control entity is assumed to exist at each network node along the path of a bearer connection and bearer control signalling occurs between pair or adjacent nodes along that path. Thus bearer control signalling follows the same path as its bearer connection and for clarity is now shown separately in the figures. In some types of network (e.g. ATM networks that support only point-to-point bearer capability) bearer control signalling is only capable of controlling

point-to-point bearers. In these networks bearer control signalling is not capable of controlling multipoint-to-multipoint bearers requiring replication and combining functions. It is, however, able to control point-to-point bearers between the replication functions, the combining functions and the party agents. Some means is required of controlling the replication functions, combining functions and party agents so that they can participate in the control of the point-to-point bearers that join them together. This means of control is referred to here as bearer coordination.

The situation is similar for a network that supports unidirectional point-to-multipoint bearer capability. However, in this case bearer control signalling is capable of controlling unidirectional point-to-multipoint bearers, and therefore no separate bearer coordination is required at the various replication points that are distributed throughout the network. Coordination is needed only at the endpoints (root and leaves) of each point-to-multipoint bearer and at the end-points of any point-to-point bearers, i.e. at the terminal equipments and combining functions.

Certain functions involved in the control of a conference call relate to the control of the conference call as a whole rather than the control of the bearers required in support of individual media. This is known as call control, as opposed to bearer control. Functions of call control include, for example:

- establishment of the call between the initial two or more parties;
- adding further parties during the call (e.g. on request of an existing party);
- dropping parties from the call (e.g. on request of that party or another party);
- terminating the call;
- replacing parties during a call;
- achieving agreement between parties on addition of media;
- achieving agreement between parties on participation in particular media;
- achieving agreement between parties on removal of media;
- filtering requests from parties according to party entitlements;
- resolving conflicting requests from different parties;
- bearer coordination on behalf of the various media.

To resolve conflicts between parties, a common reference call control entity is required, distinct from the individual party agents. To achieve conference call control, call control signalling is required between the individual party agents and the conference control entity. This conference call control architecture is shown in figure 8, where the lines linking the entities represent call control signalling. This call control architecture is independent of the topology of the bearer connections supporting any of the media used by the call. Although the

party agents are assumed to be located in the terminal equipments of the parties concerned, the conference call entity can be located either in a network node or in the terminal equipment of one of the parties. In the latter case the conference call control entity will be collocated with one of the party agents, and signalling between the two will be realised by internal means within the terminal equipment, as shown in figure 9.

Figure 10 shows an example of call control for a three party conference call (with the conference call control entity located in a network node) and bearers in support of a single medium using centralised replication/combining functions. Note the distinction between call control signalling (between the party agents and the conference call control entity) and bearer control signalling (along the paths of the bearers).

Notwithstanding the fact that the conference call control entity can be located in one of the terminal equipments, the call control architecture is symmetrical, reflecting the fact that all parties in the conference are intrinsically equal (apart from any artificial limitations that might give certain privileges only to certain parties).

The conference call control entity is responsible for bearer coordination. For each medium, the conference call control entity knows the parties that are to be involved, which parties are to receive only, which parties are to transmit only, and which parties are to transmit and receive. From knowledge of where appropriate replication and combining functions for the medium concerned can be provided (in terminal equipments or in particular network nodes) and knowledge of whether unidirectional point-to-multipoint bearers can be used to achieve replication, the conference call control entity can devise a suitable bearer connection topology. By communicating with the replication functions, the combining call control entity can issue instructions for the establishment and release of the necessary bearers.

Figure 11 shows the conference call control architecture of figure 8 superimposed onto the generalised bearer topology of figure 5. Bearer coordination signalling occurs between the conference call control entity and each of the party agents, between the conference call control entity and each of the replication functions, and between the conference call control entity and each of the combining functions. Bearer coordination signalling can cause the establishment of a unidirectional point-to-point bearer from each party agent to its corresponding replication function (for transmission of information by the party), from each replication function to each combining function and from each combining function to its corresponding party agent (for reception of information by the party).

If use is made of a unidirectional point-to-multipoint bearer capability in the network, replication is achieved within the bearer and no separate replication functions are needed. This case is shown in figure 12. Bearer coordination signalling occurs between the conference call control entity and each of the party agents and between

the conference call control entity and each of the combining functions. Bearer coordination signalling can cause the establishment of a unidirectional point-to-multipoint bearer from each party agent to each combining function (for transmission of information by the party) and from each combining function to its corresponding party agent (for reception of information by the party).

Bearer coordination signalling requires a signalling protocol if the two entities involved are located in different physical equipments, i.e. in two terminal equipments, in two different network nodes or in a terminal equipment and a network node. In certain cases the two entities involved can be collocated, in which case signalling is achieved internally to the equipment concerned and does not necessarily require a protocol.

Although figures 11 and 12 show the general cases, a simplified situation occurs if the replication and combining functions of figure 11 are collocated. This situation is shown in figure 13. Bearer coordination signalling occurs between the conference call control entity and each of the party agents and between the conference call entity and each of the replication/combining functions. Bearer coordination signalling can cause the establishment of a bidirectional point-to-point bearer from each party agent to its corresponding replication/combining function and from each replication/combining function to its corresponding party agent.

Figure 14 shows the special case where all the replication/combining functions of figure 13 are collocated (as, for example, with a conventional audio conference bridge). Bearer coordination signalling occurs between the conference call control entity and each of the party agents and between the conference call control entity and the replication/combining functions. Bearer coordination signalling can cause the establishment of a bidirectional point-to-point bearer from each party agent to the central replication/combining functions.

Figure 15 shows the special case where all the replication/combining functions of figure 13 are located in the terminal equipments (collocated with the party agents). Bearer coordination signalling occurs between the conference call control entity and each of the party agents/replication/combining functions. Bearer coordination signalling can cause the establishment of a bidirectional point-to-point bearer between each pair of terminal equipments.

A particular innovative aspect of this invention is the concept of a bearer coordination signalling protocol designed for the general cases as shown in figures 11 and 12, that signalling protocol also being suitable for use in more specific situations, including those shown in figures 13, 14 and 15. Examples of the capabilities required of this signalling protocol include:

- the ability to assign a replication/combining equipment (for performing replication functions, combining functions or replication/combining functions) to

- a call for use by a particular medium;
- the ability to cause a party agent to establish a bi-directional or unidirectional bearer to a replication/combining equipment or vice versa;
- the ability to cause a replication/combining equipment to establish a bidirectional or unidirectional bearer to another replication/combining equipment;
- the ability to cause the removal of a bearer between a party agent and a replication/combining equipment;
- the ability to cause the removal of a bearer between two replication/combining equipments;
- the ability to release a replication/combining equipment.

Claims

1. A multi-media conference system including a plurality of user ports switchably interconnected via bearer connections to form a communication network, and a signalling protocol operative between said user ports and a conference control entity to control the bearer connection independently of the topography of the individual bearer connections.
2. A multi-media conference system as claimed in Claim 1, wherein a party control agent is associated with each user port.
3. A multi-media conference system as claimed in Claim 1 or 2, wherein means are provided by which party control agents and the conference control entity can control the establishment and release of individual bearer connections utilising a topography which is dependent upon the availability of replication and/or combining functions.
4. A multi-media conference system as claimed in Claim 3, wherein the replication and/or combining functions are located remotely from the conference control entity and party control agents.
5. A multi-media conference system as claimed in any preceding claim, wherein medium has a bearer connection between the participating users, the bearer connection requiring replication functions if more than one party is a receiver of the medium, and requiring combining functions if more than one party is a transmitter of the medium.
6. A multi-media conference system as claimed in Claim 5, wherein replication and combining functions for a given bearer connection are collocated.
7. A multi-media conference system as claimed in any one of Claims 5 or 6, wherein for a given bearer connection, replication and/or combining functions are

centralised at one node of the network (e.g. a conventional audio conference bridge) or distributed through different nodes of the network and/or the terminals of the parties involved.

8. A multi-media conference system as claimed in any preceding claim, wherein different media within the same conference have different bearer connection topologies.
9. A multi-media conference system as claimed in any preceding claim, wherein in order to coordinate the parties in a conference and their participation in the various media involved, there is means providing call control signalling between the parties and the network and between network nodes, which call control signalling is separate from the signalling used to control the individual bearer connections.
10. A multi-media conference system as claimed in Claim 9, wherein the control signalling topology is symmetrical.
11. A multi-media conference system as claimed in Claim 10, wherein the symmetrical topology is a star, with a central conference control entity located in one of the nodes of the network.
12. A multi-media conference system as claimed in Claim 11, wherein the central conference control entity manages the control of bearer connections and where a bearer connection has centralised replication and/or combining functions, a bearer control entity will exist at the node where these functions exist.

Fig.1.

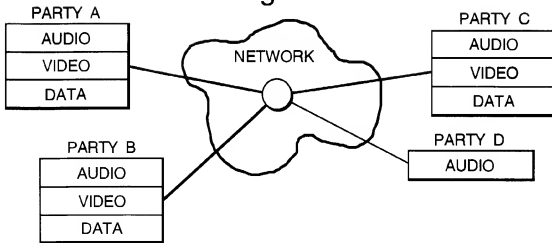


Fig.2.

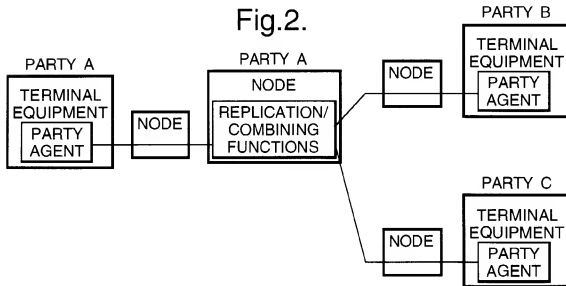


Fig.4.

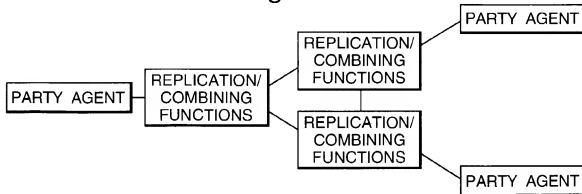


Fig.3.

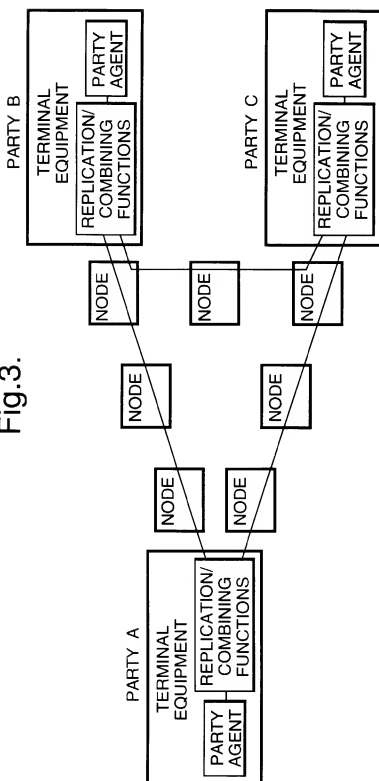


Fig.5.

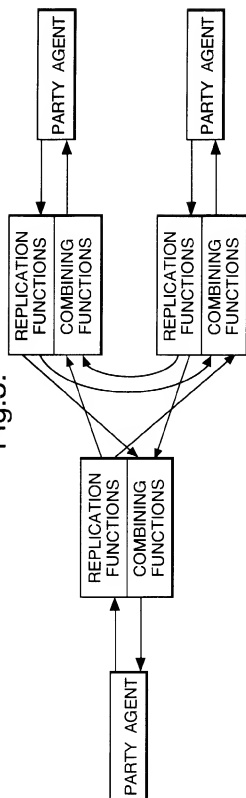


Fig.6.

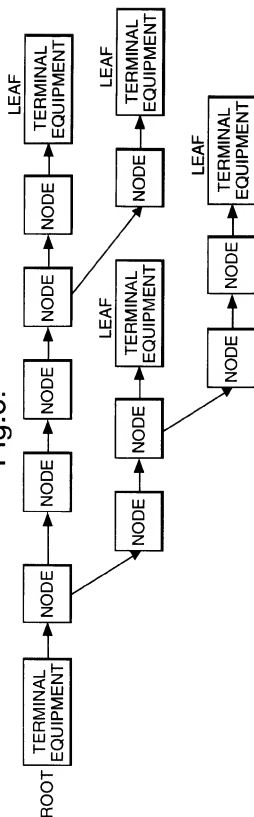


Fig.7.

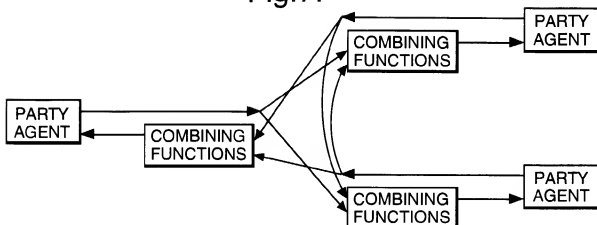


Fig.8.



Fig.9.

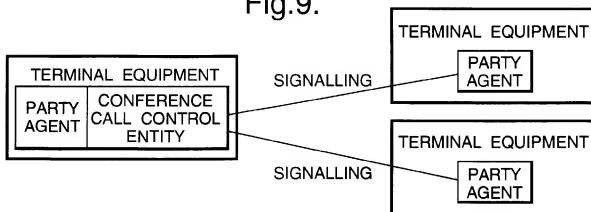


Fig.10.

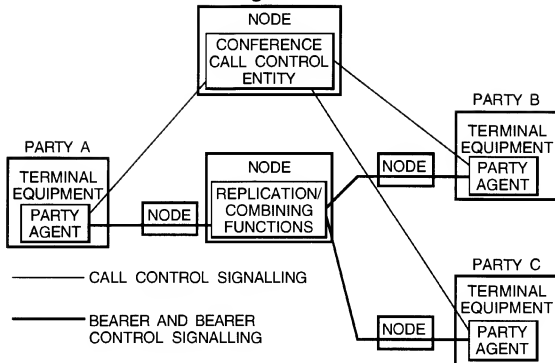


Fig.11.

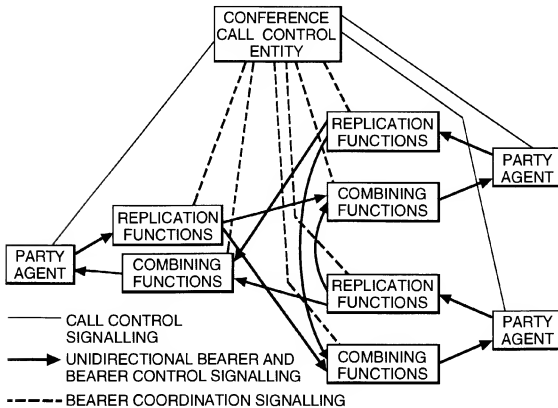


Fig.12.

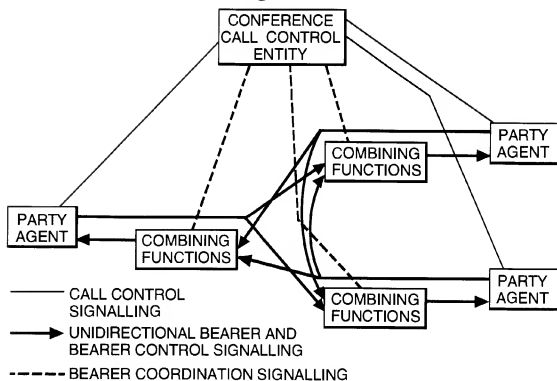


Fig.13.

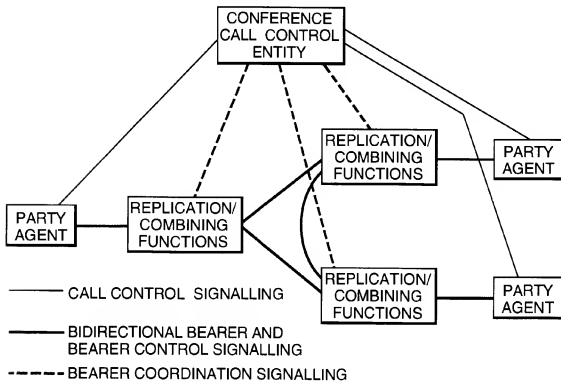


Fig.14.

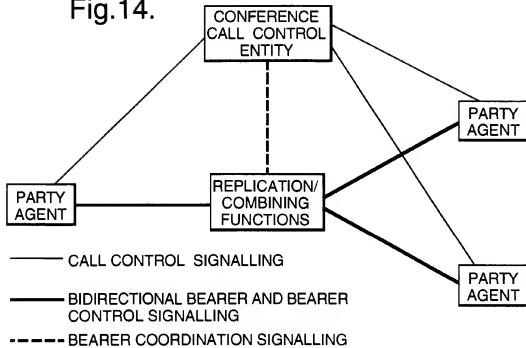
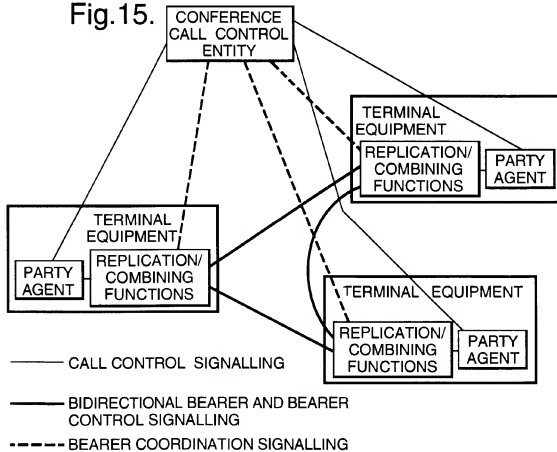


Fig.15.



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **2004-297276**

(43)Date of publication of application : **21.10.2004**

(51)Int.Cl.

H04B 7/10
H01Q 3/26
H04B 7/08
H04B 7/26

(21)Application number : **2003-084546**

(71)Applicant : **SANYO ELECTRIC CO LTD**
SANYO TELECOMMUNICATIONS
CO LTD

(22)Date of filing : **26.03.2003**

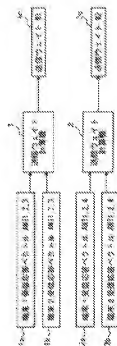
(72)Inventor : **IWAMI MASASHI**
DOI YOSHIHARU

(54) RADIO BASE STATION EQUIPMENT, TRANSMISSION DIRECTIVITY CONTROL METHOD, AND TRANSMISSION DIRECTIVITY CONTROL PROGRAM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a radio base station equipment, a transmission directivity control method and a transmission directivity control program in which a desired wave and an interference wave can be separated accurately at an adaptive array terminal even when accurate control of the transmission directivity is difficult.

SOLUTION: For each of a plurality of terminals (a terminal 1 and a terminal 2) connected with a spatial multiplex station by spatial multiplex connection, a combination of different antennas among a plurality of antennas ANT1, ANT2, ANT3 and ANT4 of a base station is selected, and a transmission weight for a corresponding desired terminal is formed using the selected antenna combination before transmission is started. Since a difference can be imparted to the incoming direction between a desired wave and an interference wave when viewed from the desired terminal, the desired wave can be extracted with high accuracy incase of an adaptive terminal.



TRANSMITTING ANTENNA ARRAY APPARATUS AND METHOD THEREOF USING FEEDBACK INFORMATION IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM

Publication number: KR20010087715 (A)

Publication date: 2001-09-21

Inventor(s): CHOI JIN HO [KR]; CHUN BYEONG JIN [KR] +

Applicant(s): SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD [KR] +

Classification:

- international: H01Q21/30; H04B7/06; H01Q21/30; H04B7/04; (IPC1-7) H01Q21/30

- European: H04B7/06C1B; H04B7/06C1F1C

Application number: KR20000011617 20000308

Priority number(s): KR20000011617 20000308

Also published as:

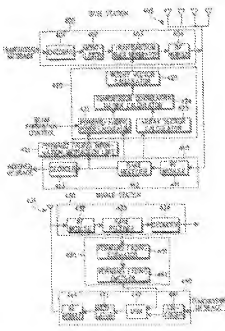
US2002000948 (A1)

US7079867 (B2)

US2005248497 (A1)

Abstract of KR 20010087715 (A)

PURPOSE: A transmitting antenna array apparatus and a method thereof using feedback information in a mobile communication system is provided to increase the capacity of a mobile communication system and the quality in calling and save a transmitting power of a station by forming a more reliable transmitting beam. **CONSTITUTION:** A forward processor(400) encodes and modulates a transmitted signal and up-converts it to an RF(radio frequency) signal to output the same. The forward processor(400) includes a coder(401), a modulator(402), a transmitting beam former(403), and an RF unit(404). An antenna array(405) comprised of L number of antenna devices transmits a beam in a direction formed by the transmitting beam former (403) of the forward processor(400). A backward processor(410) down-converts the RF signal received from the antenna array(405) to demodulate and decode it. The backward processor(410) is comprised of an RF unit(411), a rake receiver(412), and a decoder(413). A forward fading information acceptor(421) inputs an output of the rake receiver (412) of the backward processor(410) and extracts a forward fading count in the fading information of the receiving signal outputted from the rake receiver (412). A beam forming controller(420) receives the forward fading count outputted from the forward fading information acceptor(421) and an intermediate output of the rake receiver(412) and creates a weight vector in order to control the generation of the transmitting beam.



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

(19) 대한민국특허청(KR) (12) 공개특허공보(A)

(51) 。 Int. Cl. 7
H01Q 21/30

(11) 공개번호 2001- 0087715
(43) 공개일자 2001년09월21일

(21) 출원번호 10- 2000- 0011617
(22) 출원일자 2000년03월08일

(71) 출원인 삼성전자 주식회사
윤종용
경기 수원시 팔달구 매탄3동 416

(72) 발명자 천병진
경기도 수원시팔달구매탄3동임광아파트2동1206호
최진호
서울특별시노원구상계동666번지주공아파트1013동210호

(74) 대리인 이견주

심사청구 : 없음

(54) 이동통신시스템에서 피드백 정보를 이용하는 반양방향방식의 송신안테나어레이 장치 및 방법

요약

본 발명은 이동통신시스템에 있어서, 적어도 2개 이상의 안테나소자와 그에 따른 가중치벡터를 이용해, 기지국으로부터 원하는 특정 단말국으로의 적절한 송신빔 형성을 해줌으로써 가입자 용량을 증대하기 위한 송신 안테나 어레이 시스템의 장치 및 방법에 관한 것이다.

이를 위하여 기지국장치는 안테나어레이를 통해 수신되는 역방향 신호를 처리하는 역방향처리기와, 수신되는 역방향 신호에서 순방향 페이딩정보를 추출하는 순방향페이딩정보 인수기와, 순방향 페이딩정보와 수신된 역방향신호를 이용하여 송신빔 형성을 위한 가중치벡터를 생성하는 빔형성제어기와, 송신빔형성기를 구비하여 상기 가중치벡터에 의해 송신 메시지를 송신빔으로 형성하여 상기 안테나어레이에 출력하는 순방향처리기로 구성된다.

그리고 단말국 장치는 순방향신호를 수신하여 처리하는 순방향처리기와, 수신된 순방향신호의 각 경로별 순방향페이딩 정보들을 추정하는 순방향페이딩추정기와, 추정된 각 경로별 순방향페이딩정보들을 결합하여 부호화하는 순방향페이딩 부호기와, 부호화된 순방향페이딩정보를 송신메시지와 함께 다중화하여 상기 기지국으로 피드백하는 역방향처리기로 구성된다.

대표도
도 4

색인어

송신 안테나 어레이, 스마트 안테나, 빔폭, 반빔폭, 송신빔 형성, CDMA, 가중치벡터, 어레이벡터, 순방향페이딩파워, 레이크 수신기, 피드백, 하향빔 형성

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 일반적인 송신안테나어레이의 송신빔형성 과정을 설명하기 위한 도면.

도 2는 Raleigh가 제한한 종래방식의 송신안테나어레이를 나타낸 도면.

도 3은 Thompson이 제한한 종래방식의 송신안테나어레이를 나타낸 도면.

도 4는 본 발명의 실시예에 따른 이동통신 시스템의 송신안테나 어레이 시스템의 전체적인 구성을 도시하는 도면.

도 5는 본 발명의 제1실시예(기본형)에 따른 송신안테나어레이 시스템의 구성을 도시하는 도면.

도 6은 본 발명의 제2실시예(예측형)에 따른 송신안테나어레이 시스템의 구성을 도시하는 도면.

도 7은 본 발명의 제3실시예(기본적 혼합형)에 따른 송신안테나어레이 시스템의 구성을 도시하는 도면.

도 8은 본 발명의 제4실시예(예측적 혼합형)에 따른 송신안테나어레이 시스템의 구성을 도시하는 도면.

도 9는 본 발명의 실시예에 따른 송신안테나어레이 시스템의 전체적인 동작과정을 도시하는 흐름도.

도 10은 본 발명의 제1실시예(기본형)에 따른 송신안테나어레이 시스템의 순방향 페이딩 파워를 구하는 과정을 도시하는 흐름도.

도 11은 본 발명의 제2실시예(예측형)에 따른 송신안테나어레이 시스템의 순방향 페이딩 파워를 구하는 과정을 도시하는 흐름도.

도 12는 본 발명의 제3실시예(기본적 혼합형)에 따른 송신안테나어레이 시스템의 순방향 페이딩 파워를 구하는 과정을 도시하는 흐름도.

도 13은 본 발명의 제4실시예(예측적 혼합형)에 따른 송신안테나어레이 시스템의 순방향 페이딩 파워를 구하는 과정을 도시하는 흐름도.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 이동통신 시스템의 안테나어레이 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 송신 빔을 형성하는 장치 및 방법에 관한 것이다.

최근 이동통신에 대한 급격한 수요증가로 인해 기존의 가입자 용량이 이미 부족한 상황에 이르렀고, 이에 따라, 용량증대를 위한 여러 가지 수단이 연구되고 있다. 특히, 수요자들에게 다양한 멀티미디어 서비스를 제공하기 위해 순방향 링크의 용량 증대의 필요성이 크게 대두되고 있다.

상기 기지국과 단말기들로 이루어진 이동통신시스템에서 순방향 링크의 용량을 증대시키기 위한 방법들 중의 하나로 송신 안테나 어레이 시스템을 효율적으로 구현하는 방법이 있다.

이동통신 시스템에서 단일 송신안테나(이런 경우 보통 다이폴안테나가 쓰인다.)만 쓰인다면 송신신호는 전방향으로 전파된다. 이때 기지국이 송신안테나를 통해 소정의 모든 단말국으로 송신하는 경우가 아니라(공통채널을 통해 송신하는 경우), 원하는 특정 단말국으로 송신할 경우(전용채널을 사용하여 송신하는 경우)에는 송신 성능이 저하될 수 있다. 즉, 상기 기지국의 송신신호가 전방향으로 전파되기 때문에 통신을 원하는 특정 단말국을 향한 복사 에너지를 제외한 상당량의 복사에너지가 쓸모없어지게되며, 이는 다른 단말국들에게는 간섭신호로 작용하게된다. 이런 경우(전용채널을 사용하여 특정 단말기와 통신을 하고자하는 경우) 송신 신호를 어떤 수단에 의해 원하는 특정 단말국 방향만으로 송신할 수 있다면, 작은 송신파워로써 양질의 통화품질을 유지할 수 있고, 다른 단말국으로의 간섭신호를 줄임으로써 결국 용량을 증대시키는 효과를 가져올 수 있다.

그런데 이동통신 시스템에서 복수개의 안테나를 사용하여 상기와 같은 효과를 이룰 수 있으며, 이와 같이 복수개의 안테나들과 이에 관련된 송수신 장치들을 송신 안테나 어레이 시스템 또는 송신 스마트 안테나 시스템이라고 말한다. 상기와 같은 송신 안테나 어레이 시스템은 광범위한 이동통신분야에서 쓰일 수 있는 기술이지만, 여기서는 편의상 부호분할다중접속(Code Division Multiple Access: CDMA) 방식의 셀룰라 이동통신을 가정하여 설명하기로 한다..

이동통신 시스템의 송신 안테나어레이의 구조 및 동작을 살펴보면 다음과 같다.

도 1은 상기 송신 안테나어레이에서 송신 빔을 형성하는 동작을 설명하기 위한 도면이다.

상기 도 1을 참조하면, 기지국 내의 송신하고자 하는 송신신호s(t)가 있다면, 이는 여러 개의 동일 신호로 복사되고, 상기 복사된 각각의 신호들은 골셀기111~ 11L에서 각각 대응되는 적당한 복소 가중치로 곱해진 뒤 각각의 안테나들을 통해 공간으로 복사된다. 그러면 단일 안테나를 사용하는 단말기(통상적으로 단말기는 비용, 크기, 이동성 등의 문제로 안테나 어레이를 사용하지 않는다.)에 도달하는 수신신호는 상기 기지국의 각 안테나들로부터 송신된 신호들의 합으로 나타나는데, 상기 기지국 내의 가중치와 송신 안테나 어레이의 기하학적 구조들에 의해 송신방향이 결정된다.

예를들면, 상기 도 1에 도시된 바와 같이 L개의 안테나소자들을 가진 선형 안테나 어레이가 있고, 각 안테나 소자들이 w_i ($i=1, 2, \dots, L$)의 복소 가중치를 갖는다고 할 때 θ 방향으로 송신되는 신호는 하기 < 수학식 1> 에 비례한다.

수학식 1

$$W^T a(\theta)$$

여기서, $W=[w_1, w_2, \dots, w_L]^T$ 는 가중치벡터, $a(\theta)=[1, e^{j2\pi d \sin \theta \cos \phi}, \dots, e^{j2\pi (L-1)d \sin \theta \cos \phi}]^T$ 는 어레이벡터, H는 허미션(Hermitian), T는 트랜스포즈(Transpose), d는 안테나소자간 간격, λ 는 캐리어 주파수의 파장등을 나타낸다. 상기 어레이벡터는 송신 안테나어레이의 각 소자들로부터 θ 방향으로 원격지에 이르는 신호들의 상대적 크기 및 위상을 벡터로 표현한 것이다.

상기 < 수학식 1> 의 값은 가 $a(\theta)$ 와 같은 방향이면 최대가 되고 직각방향이면 0이 되므로, 송신 방향 에 따라 송신되는 신호의 크기가 변화할 것이다. 역으로, 어느 특정방향 로 송신신호를 가장 크게 보내고 싶을 때는 같은 원리로 를 조정함으로써 목적을 달성할 수 있다.

이렇듯, 안테나 어레이는 특정 송신방향을 가진다는 점에 있어서 안테나 다이버시티(diversity)와 다른데, 안테나 다이버시티에 비해 안테나 소자 간의 거리가 충분히 짧다(파장오더의 길이)는 특징이 있다.

보통, 안테나 어레이는 다수개의 안테나 구성이 가능한 기지국에만 설치하여 단일 안테나를 가진 특정 단말국과의 송수신방향을 조정한다. 안테나 어레이는 송신안테나어레이와 수신안테나어레이로 나누어서 생각할 수 있는데, 여기서는 송신 안테나어레이를 예로들어 설명한다. 그러나, 어레이 안테나의 하드웨어 자체는 송수신 공동으로 쓰는 것이 보통이다.

송수신 주파수대가 같은 TDD (Time Division Duplex) 시스템의 경우, 송수신 채널 특성이 동일하므로 수신 안테나 어레이 과정에서 일어난 가중치벡터를 그대로 송신안테나어레이의 가중치벡터로 쓸 수 있다. 그러나, 송수신 주파수 대역이 상관대역(coherence bandwidth) 이상 떨어진 FDD (Frequency Division Duplex) 시스템의 경우에는 그렇지 못하고 따로 송신안테나어레이의 가중치벡터를 계산하여야한다. 여기에서 다루는 송신 안테나어레이 시스템은 FDD 시스템을 가정하여 설명하기로 한다.

현재까지 하기와 같은 송신 안테나어레이 구조가 발표되었는데, 이런 송신 안테나어레이 구조는 단말국으로부터 순방향 링크의 채널특성을 전혀 피드백받지않는 맹목적(blind) 송신안테나어레이 방법들이다. 그리고, 이들 구조는 다음과 같은 송수신채널간의 가역성(reciprocity)을 가정한다.

(가정 1): 순방향과 역방향 페이딩 채널간의 다중경로(multipath) 수는 서로 같고, 또한, 각 경로로의 또는 부터의 송수신방향도 같다.

(가정 2): FDD 시스템에서 송수신 주파수 대역차가 상관대역보다 클 경우, 순방향과 역방향의 동일 경로에 대한 순각 페이딩계수는 서로 독립적이나, 평균 페이딩파워는 서로 같다.

Raleigh는 다음과 같은 단일 페이딩경로를 갖는 경우의 맹목적 송신안테나어레이 방식을 제안하였으며, 그 구조는 도 2와 같다. (참고문헌 1: G. G. Raleigh and V. K. Johnes, " Adaptive Antenna Transmission for Frequency Duplex Digital Wireless Communication," in Proc. IEEE ICC, pp. 641- 646, Montreal, Canada, June 1997.)

송신안테나어레이의 각 소자로부터 수신안테나까지의 특성을 벡터로 모은 것을 채널벡터라 한다. 여기서 \mathbf{h} 를 순방향 채널벡터라고 했을 때, 이는 $\mathbf{h} = \beta \mathbf{a}(\theta)$ 로 쓸 수 있다. 여기서, β 는 페이딩계수로서 상기 (가정 2)에 의해 역방향페이딩 계수와는 독립적이고, \mathbf{a} 는 기지국에서 단말국으로의 송신방향으로서 단말국으로부터 별도의 순방향페이딩정보의 피드백없이 기지국이 상기 (가정 1)에 의해 통상적인 역방향신호로부터 알 수 있는 것이며, $\mathbf{a}(\theta)$ 는 이에 따른 θ 방향에 대한 어레이벡터이다.

기지국에서 송신메시지 $s(t)$ 가 가중치벡터 \mathbf{w} 에 의해 빔이 형성되어 송신되고, 순방향 채널 \mathbf{h} 를 거쳐 단말국에 수신 되었을 때 단말국에 수신되는 신호 $r(t)$ 는 하기 < 수학적식 2> 와 같이 쓸 수 있다.

수학적식 2

$$r(t) = \mathbf{h}^H \mathbf{w} s(t) + n(t)$$

상기 < 수학적식 2> 에서 $n(t)$ 는 간섭을 포함한 가산성 백색 잡음을 나타낸다.

정할필터이론에 따라, 기지국의 송신파워가 P라는 가정하에 단말국의 수신단에서 최대 출력 SNR을 가져오는 최적 가중치벡터는 하기 < 수학적식 3> 으로 정해진다.

수학식 3

$$\alpha = \sqrt{P} \frac{h^*}{\|h\|}$$

상기 < 수학식 3> 에서 *는 공액 연산자(conjugate), $\|h\|$ 는 헤당벡터의 크기(norm)을 나타낸다. 다시, 상기 < 수학식 3>의 상기 관계를 이용하면 하기 < 수학식 4>를 구할 수 있다.

수학식 4

$$\alpha = \sqrt{P} \frac{\alpha^*(h)}{\|\alpha(h)\|}$$

상기 < 수학식 4>에서 최적가중치벡터를 정하는데 페이딩계수가 쓰이지 않고, 단지 상기 (가정 1)을 통해 역방향 신호를 통해 알 수 있는 송신방향만 이용되었음을 알 수 있다. 즉, 단일 경로를 가진다고 가정하므로, 페이딩 계수는 사용하지 않고 어레이 벡터를 구하기만 하면 된다.

상기와 같은 Raleigh의 송신 안테나어레이 구조의 동작을 살펴보면, 송신메세지는 순방향처리기(201)의 송신빔 형성기(202)에서 특정 송신 방향으로 빔이 형성되며, 안테나 어레이(203)을 통해 공중으로 전파된다. 그리고 역방향 처리기(205)는 상기 안테나어레이(203)을 통해 수신되는 역방향 채널의 신호를 수신 및 처리하게 된다. 이때 어레이벡터 계산기(207)은 상기 역방향처리기(205)의 중간 출력으로부터 수신된 신호의 입력 방향(어레이벡터)을 계산한다. 그리고 가중치벡터 계산기(209)는 상기 계산된 어레이벡터(방향정보)를 이용하여 가중치 벡터를 계산한 후, 이를 송신빔 형성기(202)에 출력한다. 그리고 상기 송신빔 형성기(202)는 상기 가중치 벡터에 따라 대응되는 안테나 소자로 출력될 송신신호의 가중치를 부가하여 송신빔의 형성을 제어한다.

상기 도 2에 도시된 바와 같은 구조를 갖는 Raleigh 방식의 송신 안테나어레이 시스템은 다음과 같이 요약된다. 먼저 안테나어레이(203)으로부터 수신되는 신호의 입력방향(어레이벡터)을 추정한다. 두 번째로 상기 추정된 방향정보를 이용해 송신 안테나어레이용 가중치벡터를 계산한다. 그리고 세번째로 상기 계산된 가중치벡터를 이용해 송신빔형성을 한 다음 송신한다.

그러나 상기 Raleigh 방식은 단일 경로를 사용하는 시스템의 안테나어레이 구조로써, 구조는 간단하지만 다중경로(multi-path)를 사용하는 시스템의 안테나어레이로 사용하기에는 부적합하다.

Thompson은 도 3과 같은 구조를 다중 페이딩경로를 갖는 경우의 맹목적(blind) 송신안테나어레이 방식을 제안하였다. (참고 문헌 2: J. S. Thompson, J. E. Hudson, P. M. Grant, and B. Mulgrew, "CDMA Downlink Beamforming for Frequency Selective Channels," PIMRC'99, B2- 3, Osaka, Japan, September 1999)

상기 다중 페이딩경로(경로수 M개)를 갖는 경우도 단일 페이딩경로를 갖는 경우와 마찬가지로, 순방향의 송신 빔형성을 위해 우선 수신 신호로부터 각 경로들에 대한 입력방향을 추정해야한다. i번째 페이딩경로($i=1, 2, \dots, M$)에 대한 수신방향(가정 1)에 의해 송신방향)을 α_i 라고 하면 i번째 페이딩경로에 대한 송신 빔형성은 α_i 방향을 향해 만들어진다.

문제는 각 경로별 송신빔에 대한 가중치(가중치벡터와는 별개)를 어떻게 정하느냐는 것인데, 이를 고려한 다음과 같은 방법에 의해 최적 가중치벡터가 정해진다.

기지국에서 송신메시지 $s(t)$ 가 가중치벡터 \mathbf{w} 에 의해 송신빔이 형성되어 송신되고, 편이상 3개의 다중경로를 갖는 전파채널을 거친다고 가정했을 때, 단말국에서 받는 수신신호는 하기 < 수학식 5> 와 같이 쓸 수 있다.

수학식 5

$$r(t) = \sum_{i=1}^L h_i s(t-\tau_i) + n(t) \quad \text{where } n(t) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$$

여기서, τ_i 는 i번째 경로의 전파지연값, h_i 는 i번째 경로에 대한 채널벡터를 나타낸다. 단일경로를 갖는 경우와 마찬가지로 h_i 는 i번째 채널에 대한 송신방향 \mathbf{O}_i 와 페이딩계수 β_i 에 대해 하기 < 수학식 6> 과 같이 쓸 수 있다.

수학식 6

$$h_i = \beta_i \alpha(\mathbf{O}_i)$$

정합필터이론에 따라, 송신파워가 P라는 가정하에 수신단에서 최대출력 SNR을 가져오는 최적가중치벡터는 하기 < 수학식 7> 과 같이 표현할 수 있다.

수학식 7

$$\mathbf{w}^* = \arg \max_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H \mathbf{w} \quad \text{subject to } \|\mathbf{w}\|^2 = P$$

where $\mathbf{Z} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_L]$

상기 < 수학식 7> 에서 \mathbf{w}^* 는 최적의 가중치 벡터(optimal weight vector)이고, \mathbf{h}_i 은 각 경로의 채널 벡터들이다. 상기 < 수학식 7> 의 해는 송신상관행렬 $\mathbf{R} = \sum_{i=1}^L \beta_i^2 \mathbf{O}_i \mathbf{O}_i^H$ 의 최대 고유치(eig envalue)에 해당하는 최대 고유벡터(eigenvector)로 정해진다.

상기 과정에서 나타났듯이, 최적 가중치벡터를 구하기 위해서는 기지국이 송신방향 \mathbf{O}_i 뿐만 아니라 페이딩계수 β_i 도 알아야 함을 알 수 있다. 상기 도 2와 같은 구조를 갖는 단일 페이딩경로의 경우에는 송신빔을 형성하기 위해서 페이딩계수까지는 몰라도 되었음에 유의할 필요가 있다. 그런데 FDD 환경의 경우, 역방향 채널의 순간 페이딩계수는 순방향 채널의 순간 페이딩계수와 다르므로 기지국에 수신된 역방향신호를 분석해보아도 순방향채널의 순간 페이딩계수를 얻는 데는 도움이 되지 않는다.

Thompson은 상기 < 수학식 7> 의 대 $\mathbf{w}^H \mathbf{E}[\mathbf{r} \mathbf{r}^H] \mathbf{w}$ (Expectation)는 기대치)을 쓰는 하기 < 수학식 8> 과 같은 준최적방법을 제안하였다.

수학식 8

$$\mathbf{w}^* = \arg \max_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{E}[\mathbf{r} \mathbf{r}^H] \mathbf{w}$$

상기 < 수학적식 8> 에서, (가정 1)에 의해 순방향과 역방향간에 각 경로별 송수신방향이 같다는 점을 이용해 송신방향 (어레이벡터) \vec{r}_{TX} 은 역방향 수신신호로부터 추정해서 쓰고, (가정 2)에 의해 순방향과 역방향간에 평균파워는 같다는 점을 이용해 P_{TX} 역방향 수신신호로부터 추정해 쓴다.

그렇게 함으로써 상기 페이딩계수를 단일국으로부터 피드백 받을 필요가 없는 광역적 빔형성(blind beamforming)이 된다. 그렇지만, 상기 < 수학적식 7> 에서 계산되는 최적의 가중치벡터를 이용하는 비광역적 빔형성에 비해 성능은 다소 떨어진다.

도 3은 상기와 같은 특징을 갖는 Thomson의 송신 어레이 안테나 구조를 도시하는 도면이다. 상기 Thomson의 송신 안테나어레이 구조의 동작을 살펴보면, 송신메세지는 순방향처리기(301)의 송신빔 형성기(302)에서 특정 송신 방향으로 빔이 형성되며, 안테나 어레이(303)을 통해 공중에 전파된다. 그리고 역방향 처리기(305)는 상기 안테나어레이 (303)를 통해 수신되는 역방향 채널의 신호를 수신 및 처리하게 된다. 순방향페이딩파워계산기(307)은 역방향처리기 (305)의 중간 출력으로부터 수신되는 신호의 경로별 페이딩 계수를 추정하고, 상기 추정된 페이딩 계수의 평균 파워를 구한다. 이는 상기 역방향 평균 페이딩 파워는 순방향 평균 페이딩 파워와 같다는 (가정 2)를 이용하여 평균 페이딩 파워를 계산하는 것이다. 어레이벡터 계산기(309)는 상기 역방향처리기(305)의 중간 출력으로부터 수신된 신호의 입력 방향(어레이벡터)을 계산한다. 송신상관행렬계산기(311)은 상기 계산된 평균 페이딩 파워 정보와 어레이 벡터를 이용하여 송신 상관행렬을 구하며, 가중치벡터 계산기(313)은 상기 계산된 송신 상관행렬을 이용하여 가중치 벡터를 계산한 후, 이를 송신빔 형성기(302)에 출력한다. 따라서 상기 송신빔 형성기(302)는 상기 가중치 벡터에 따라 대응되는 안테나 소자로 출력될 송신신호의 가중치를 부가하여 송신빔의 형성을 제어한다.

상기 도 3에 도시된 바와 같은 구조를 갖는 Thomson 방식의 송신 안테나어레이 시스템은 다음과 같이 요약된다. 먼저 수신안테나어레이가 수신한 신호의 입력방향(어레이벡터)를 추정하고, 두번째로 수신안테나어레이가 수신한 수신신호의 경로별 페이딩계수를 추정하고 이것의 평균파워를 구한다. 세번째로 상기 방향정보와 평균 페이딩파워정보를 이용해 송신안테나어레이용 가중치벡터를 계산한다. 네번째로 상기 계산된 가중치벡터를 이용해서 송신빔형성을 한 다음 송신한다.

상기와 Thomson 방식의 안테나어레이 구조는 다중 경로를 갖는 시스템의 송신 안테나 어레이 시스템으로 사용할 수 있지만, 평균 페이딩 파워를 사용하므로 정확한 가중치 벡터를 구할 수 없는 문제가 있다. 즉, 상기 Thomson 방식은 순방향 페이딩 파워를 계산할 때 순간 페이딩 파워 대신에 평균 페이딩 파워를 사용한다. 그리고 상기 평균 페이딩 파워는 순방향과 역방향의 동일 경로에 대한 순간 페이딩 계수는 서로 독립적이지만 평균 페이딩 파워는 서로 같다는 상기 (가정 2)의 결과를 이용하여 계산하며, 이때따라 상기 평균 페이딩 파워는 수신되는 신호로부터 평균 역방향 평균 페이딩 파워를 계산한 후, 이를 평균 순방향 페이딩 파워로 사용한다. 그런데 상기 Thomson 방식의 안테나어레이는 순간 페이딩파워 대신에 평균 순방향 페이딩 파워를 사용하므로 정확한 가중치 벡터를 구할 수 없으며, 이로인해 안테나 어레이 시스템의 성능이 저하되는 문제점이 있었다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서 본 발명의 목적은 순방향 안테나어레이를 쓰는 이동통신시스템의 기지국이 단일국으로부터 순방향 페이딩정보를 피드백 받아 최적의 가중치벡터를 구하여 송신 빔을 형성할 수 있는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 안테나어레이를 쓰는 이동통신시스템에서 단일국이 순방향 채널로 수신되는 신호로부터 순방향 페이딩정보를 추정하여 역방향 채널을 통해 기지국으로 전송할 수 있는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 피드백 지연시간이 작으며 단말국의 이동 속도 변화가 크지 않은 이동통신 시스템에서 사용할 수 있는 송신 안테나 어레이 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 피드백 지연시간이 크며 단말국의 이동속도 변화가 크지 않은 이동통신 시스템에서 단말국으로부터 피드백 받은 과거의 순방향 페이딩 정보로부터 현재의 순방향 페이딩 계수를 예측하여 사용할 수 있는 송신 안테나 어레이 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 다중 경로를 가지는 이동통신 시스템에서 피드백 지연시간이 작을 시 단말기의 이동속도에 따라 기본형과 맹목적 순방향 빔형성방법을 선택하는 혼합형 순방향 빔형성 방식을 사용할 수 있는 송신 안테나 어레이 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 다중경로를 가지는 이동통신 시스템에서 피드백 지연시간이 비교적 클시 단말기의 이동속도에 따라 예측형과 맹목적 순방향 빔형성 방법을 선택하는 혼합형 순방향 빔형성 방식을 사용할 수 있는 안테나 어레이 장치 및 방법을 제공함에 있다.

발명의 구성 및 작용

이하 본 발명의 바람직한 실시예들의 상세한 설명이 첨부된 도면들을 참조하여 설명될 것이다. 상기 도면들 중 동일한 구성들은 가능한 한 어느 곳에서든지 동일한 부호들을 나타내고 있음에 유의하여야 한다.

본 발명의 실시예에서는, 종래의 안테나어레이 시스템에 비해 보다 나은 성능의 순방향빔형성을 위해, 평균 역방향페이딩계수 대신 순간 순방향페이딩계수를 이용한다. 그런데 상기 순방향 페이딩계수는 송신 측인 기지국에서는 미리 알 수 없으므로, 본 발명의 실시예에서는 단말국으로부터 역방향 채널을 통해 피드백받는 방법을 택한다. 여기서 상기 순방향 페이딩 계수를 전송하는 역방향 채널은 현재의 역방향 채널을 사용하거나 또는 별도의 역방향 채널을 설정하여 사용할 수 있다. 이때 상기 현재 사용중인 역방향 채널을 사용하는 경우에는 제어채널이 될 수 있으며, 이런 경우 상기 제어채널 메시지는 순방향 페이딩 계수를 포함하는 프레임 구조로 재구성할 수도 있다.

또한 종래의 안테나 어레이 시스템에서 평균 역방향 페이딩계수를 이용한 방법은 맹목적 빔형성법이었던데 비해, 본 발명의 실시예에 따른 안테나 어레이 시스템은 단말국으로부터 순방향 페이딩계수라는 일부 정보를 피드백 받으므로 반맹목적(semi-blind) 빔형성법이라고 칭한다.

상기 반맹목적 빔형성법을 사용하는 본 발명의 실시예에 따른 송신 안테나 어레이 시스템을 살펴보면 다음과 같다.

이동통신 시스템에서 기지국과 특정 단말국사이에 M개의 다중경로를 갖는 페이딩채널이 있고, L개의 안테나로 이루어진 송신안테나어레이를 이용하여 상기 단말국에 송신메시지 $s(t)$ 를 보낸다는 가정을 할 때, 상기 단말국이 받는 수신신호는 하기 < 수학식 9> 와 같이 표현할 수 있다.

수학식 9

$$r(t) = \sum_{i=1}^M h_i \cdot s(t - \tau_i) + n(t)$$

상기 < 수학식 9> 에서 h_i 는 송신 안테나어레이에 인가될 가중치벡터이고, $n(t)$ 는 가산성 백색잡음이며, τ_i 는 i 번째 경로의 전파지연값을 나타내고, $s(t)$ 는 i 번째 경로에 대한 채널벡터를 나타낸다. 그리고 상기 < 수학식 9> 에서의 i 번째 경로의 채널 벡터 h_i 는 하기 < 수학식 10> 과 표현할 수 있다.

수학식 10

$$\underline{h}_i = \mathbf{B}_i \cdot \underline{\alpha}(v_i)$$

상기 < 수학식 10> 에 도시된 바와 같이 채널 벡터 는 i 번째 경로에 대한 페이딩계수 , 송신방향 , 그에 따른 어레이벡터 의 합수로 쓸 수 있다.

또한 순방향 채널을 통해 송신되는 신호는 단말국이 수신하게 된다. 상기 단말국이 수신하는 신호 $r(t)$ 는 단말국 내의 경로분리기에 의해 각 경로 성분으로 나뉘 수 있으며, 그렇게 얻어진 경로성분들을 벡터로 모은 것을 \underline{r} 로 표시한다. 상기 벡터 \underline{r} 은 하기 < 수학식 11> 과 같다.

수학식 11

$$\underline{r} = \begin{bmatrix} \underline{h}_1^T \cdot \underline{w}^T s(t-\tau_1) \\ \underline{h}_2^T \cdot \underline{w}^T s(t-\tau_2) \\ \vdots \\ \underline{h}_{N_d}^T \cdot \underline{w}^T s(t-\tau_{N_d}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{w}_1 \\ \underline{w}_2 \\ \vdots \\ \underline{w}_{N_d} \end{bmatrix} \\ = \underline{H} \underline{w} s + \underline{n}$$

상기 < 수학식 11> 에서 $\underline{H} = [\underline{h}_1, \underline{h}_2, \dots, \underline{h}_{N_d}]^T$, $\underline{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_d}]^T$, $s(t-\tau_1) = s(t-\tau_2) = \dots = s(t-\tau_{N_d})$ 여기서 $s(t-\tau_1), s(t-\tau_2), \dots, s(t-\tau_{N_d})$ 라 표시한다. 그리고 상기 수신되는 메시지의 한 심벌의 길이는 모든 경로지연값보다 크다고 가정한다.

상기 < 수학식 11> 에서 정합필터이론을 적용하면 결정변수 (정합필터출력)은 하기의 < 수학식 12> 와 같이 표현할 수 있다.

수학식 12

$$\hat{s} = (\underline{H}^H \underline{w})^H \underline{r} \\ = \underline{w}^H \underline{H}^H \underline{H} \underline{w} s + \underline{w}^H \underline{H}^H \underline{n}$$

그리고 다시 상기 결정변수에 대한 SNR은 < 수학식 13> 과 표현할 수 있다.

수학식 13

$$\gamma = \frac{|\underline{w}^H \underline{H}^H \underline{H} \underline{w}|}{\sigma_n^2}$$

상기 < 수학식 13> 에서 는, 상기 백색잡음의 파워이다.

여기서, 우리가 구하고자 하는 최적 가중치벡터 \underline{w} 는 송신 파워가 P 라는 가정하에 수신측 정합필터 출력의 SNR, 즉, 상기 < 수학식 13> 을 최대화하는 값이 된다. 그리고 이를 이용하여 송신 상관행렬을 구하는 방법은 상기 < 수학식 14> 과 같다.

수학식 14

$$G = H^T H$$

$$= \sum_{i=1}^N |w_i|^2 \alpha(v_{i,j}) \alpha(v_{i,j})^T$$

상기 < 수학식 14> 와 같은 송신상관행렬의 최대 고유치에 해당하는 최대 고유벡터를 구하는 문제로 귀결된다.

상기 < 수학식 14> 에서 송신방향 , 따라서, 송신 어레이벡터 (본(가정 1)에 의해 기지국에서 수신신호로부터 수신방향을 추정함으로써 알 수 있다. 그러나 상기 순방향 페이딩 계수 (즉, 순방향 페이딩 파워)를 구하기 위한 정보)는 수신신호로부터는 알 수 없고, 대신 단말기로부터 역방향 채널을 통해 순방향 페이딩 계수를 피드백 받음으로써 알 수 있다.

본 발명의 실시예에서는 상기한 바와 같이 단말기가 계산한 순방향 페이딩계수를 별도의 역방향채널을 통해 피드백받는데, 이 과정을 통해 상기 < 수학식 14> 와 같은 송신상관행렬 G를 구성하고, 상기 송신 상관행렬 G의 최대고유벡터를 구함으로써 원하는 순방향 빔을 형성하기 위한 가중치 벡터를 계산할 수 있다.

여기서, 단말국으로부터의 피드백 부담을 반으로 줄이기 위해, 복소치인 페이딩계수 대신 실수치인 페이딩크기(또는, 파워)를 단말국으로부터 피드백 받을 수 있다. 본 발명의 실시예에서는 대표적으로 페이딩계수를 피드백 받아 송신 빔을 형성하는 방법을 중심으로 설명하지만, 상기 페이딩크기(또는, 파워)를 피드백 받아 송신 빔을 형성하는 방법으로 동일한 효과를 이룰 수 있다.

단말국은 상기 < 수학식 11> 에 표현된 바와 같이 경로분리기 및 이에 따른 페이딩추정기를 통해 각 경로별 수신신호 성분을 추정하는 결과는 상기 < 수학식 15> 와 같다. 여기서 상기 < 수학식 11> 의 잡음성분은 편의상 제외하였다.

수학식 15

$$R_{ij} = \sum_{k=1}^K \alpha(v_{i,j}) \alpha(v_{i,j})^T w_k$$

즉, 상기 페이딩추정기는 상기 < 수학식 15> 에 나타난 바와 같이 순방향 페이딩계수 자체가 아니라 사실 순방향페이딩계수, 어레이벡터, 가중치벡터등의 곱을 추정하는 것이다. 즉, 단말국이 역방향 페이딩 채널을 통해 순방향 페이딩 계수만을 전송하는 것이 이상적이지만, 실제 기지국이 수신하게 되는 정보는 순방향 페이딩 계수, 어레이 벡터 및 가중치들을 포함하게 된다. 이하의 설명에서 상기 기지국이 단말국으로부터 수신하는 "페이딩 정보"라는 용어는 순방향 페이딩 계수, 어레이 벡터 및 가중치를 포함하는 용어로 정의한다. 또한 상기 순방향 페이딩 계수는 순방향 페이딩 크기로 대체될 수 있으며, 이하의 설명에서는 순방향 페이딩 계수를 사용하여 가중치 벡터를 구하는 동작을 중심으로 설명한다. 따라서 기지국의 페이딩 추정기는 상기 단말국이 전송한 페이딩 정보들 중에서 순방향페이딩계수만을 추출해내야 한다.

상기와 같이 기지국이 페이딩 추정기가 상기 순방향 페이딩 계수를 추출하는 방법 방법은 다음과 같은 두가지 방법을 생각할 수 있다.

첫번째의 방법으로는 $\alpha(v_{i,j})^T w_k$ 가 0,에 무관해지는 전방향 빔을 별도의 송신빔으로 씀으로써 상기 페이딩추정기가 추정 한 값이 순방향페이딩계수 β ,만의 함수가 되게 하고, 단말국은 다시 이 값을 별도의 역방향 채널을 통해 피드백하는 방법을 생각할 수 있다. 두 번째의 방법으로는 단말국이 추정된 각 경로별 수신신호성분 $\{y_i \alpha(v_{i,j})^T w_k\}$ 을 특징의 역방향채널을 통해 피드백하면, 기지국은 단말국에 순방향신호를 내보낼 때 썼던 이미 알고 있는 w_k 와 수신신호로부터 추정할 수 있는 β 를 이용해 간단한 산술을 통해 βw_k 를 추출해 내는 방법을 생각할 수 있다.

상기 과정을 통해 기지국이 상기 순방향채널의 페이딩계수 $\beta_{i,k}$ 를 단말국으로부터 피드백 받는다고 할 때, 이 과정에서 시간 지연이 있을 수 있다. 즉, 단말국과 기지국 사이에 D 단위시간(예를 들어, 슬롯)만큼의 시간지연이 존재한다고 할 때, 부득이 과거에 피드백 받은 순방향 페이딩 계수들로부터 현재의 순방향 페이딩계수를 추정해야한다는 문제가 생긴다. 이 문제를 해결하는 한 가지 방법으로 선형예측법(Linear Prediction)을 생각해 볼 수 있다.

상기와 같이 지연되어 수신되는 순방향 피드백 계수를 추정하기 위한 선형 예측법에 대한 동작을 살펴본다.

$$\beta_{i,k+1}$$

수학식 16

$$\hat{\beta}_{i,k+1} = \sum_{v=0}^{K-1} \beta_{i,k-D-v}$$

여기서 $\underline{\beta} = [\beta_{i,0}, \beta_{i,1}, \dots, \beta_{i,K-1}]^T$, $\hat{\underline{\beta}} = [\hat{\beta}_{i,k-D}, \hat{\beta}_{i,k-D+1}, \dots, \hat{\beta}_{i,k-D+K-1}]^T$ 이라고 정의했을 때, 상기 계수벡터 $\underline{\beta}$ 는 선형예측법에 따라 하기의 < 수학식 17> 과 같이 계산된다.

수학식 17

$$\hat{\underline{\beta}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r}$$

상기 < 수학식 17> 에서 $\mathbf{R} = E[\underline{\beta} \underline{\beta}^H]$, $\mathbf{r} = E[\underline{\beta} \hat{\underline{\beta}}^H]$ 라 각 나 타낸다. 또한 상기 < 수학식 17> 을 계산하는데 필요한 지연된 페이딩계수간의 상관계수는 하기의 < 수학식 18> 과 같이 계산된다.

수학식 18

$$R[\beta_{i,k}, \beta_{i,k+1}] = \sigma_{\beta}^2 \cdot f_{\beta}(2\pi f_d T)$$

여기서, $\sigma_{\beta}^2 = E[|\beta_{i,k}|^2]$ 는 도플 러 주파수, f_{β} 는 0차 1중 베셀함수, T는 단위시간의 길이를 나타낸다.

또한 상기 기지국이 복소 값인 페이딩계수 대신 실수치인 페이딩 크기를 단말국으로부터 피드백받을 경우, 상기 과정을 다음과 같이 일부 수정할 필요가 있다. 즉, $|\beta_{i,k}|$ 를 k번째 시점(현재)에서의 i번째 경로의 순방향 페이딩크기라고 할 때, 이를 다음과 같이 D 단위시간 이전까지 피드백받은 V개의 페이딩크기 $|\beta_{i,k-D}|, |\beta_{i,k-D+1}|, \dots, |\beta_{i,k-D+K-1}|$ 의 선형결합으로 추정한다.

그런데, 상기 순방향 페이딩크기들의 평균이 0이 아니므로, 상기 과정을 그대로 적용할 수 없다. 먼저 제로평균 순방향 페이딩크기는 하기의 < 수학식 19> 와 같이 정의할 수 있다.

수학식 19

$$\delta_i = [p_i, 1 - F(p_i, 1)]$$

그리고 $\|\delta_i\|$ 는 하기 < 수학적식 20> 과 같이 $\delta_i[k-D], \delta_i[k-D-1], \dots, \delta_i[k-D+V]$ 의 선형 결합으로 추정한다.

수학적식 20

$$\|\delta_i\|_2 = \sum_{v=0}^{V-1} \|\delta_i[k-D-v]\|_2 + L(p_i, 1)$$

여기서, $d = [d_0, d_1, \dots, d_{V-1}]^T$, $\delta = [\delta_i[k-D], \delta_i[k-D-1], \dots, \delta_i[k-D+V+1]]^T$ 이라고 정의했을 때, 상기 계수벡터 d 는 선형 예측법에 따라 하기 < 수학적식 21> 과 계산된다.

수학적식 21

$$d = R^{-1}L$$

여기서, $R = E[\delta \delta^T]$, $p = E[\delta_i[k]]$ 을 각각 나타낸다. 또한 < 수학적식 21> 을 계산하는데 필요한 지연된 제로평균 페이딩 크기 간의 상관계수는 하기 < 수학적식 22> 와 같이 계산된다.

수학적식 22

$$E[\delta_i[k] \delta_i[k-m]] = \sigma_\delta^2 \rho_\delta^m (2\sigma_F^2 \rho_F^m)$$

상기 < 수학적식 22> 에서 $\sigma_\delta^2 = E[\delta_i^2]$ 은 도플러 주파수, ρ_δ 는 채널 1중 배선험수, T는 단위시간의 길이를 나타낸다. 그리고, ρ_F 는 각 경로별로 순방향 페이딩크기 샘플 값들을 시간 평균함으로써 얻을 수 있다.

그런데, 단말국의 이동속도가 높아지면 도플러 주파수가 커지고 채널특성이 빨리 변하게 된다. 따라서, 상기 선형예측법에 의한 현재 순방향 페이딩계수 추정값의 신뢰도가 떨어지고 결국 전체 시스템성능의 저하가 일어난다. 이런 경우 선형예측법에 의한 현재 순방향페이딩계수 추정값 대신, 오히려 상기와 같은 맹목적 방식에 의한 평균 역방향채널 페이딩계수값을 쓰는 것이 전체 시스템 성능을 더 좋게 할 수 있다. 즉, 일정한 도플러 주파수 임계치를 정하고, 상기 임계치 이하에서는 선형예측법을 쓰다가 임계치 이상에서는 맹목적 방법을 사용하는 것이 더 효율적일 수 있다. 상기와 같이 선형예측법 및 맹목적 방법을 선택하여 사용하는 방법을 혼용법이라고 한다.

상기와 같이 지연시간의 크기 및 채널의 변화에 따라 각각 대응되는 송신 빔을 형성하는 방법을 구체화시킨 결과를 네 가지 실시예들을 구체적으로 살펴본다.

상기 4가지의 실시예들로서 본 발명의 실시예에서는 기본형, 예측형, 기본적 혼합형, 예측적 혼합형 등의 네가지 방법을 살펴본다. 상기 네가지 실시예들은 기지국이 단말국으로부터 순방향 페이딩 정보를 피드백 받아 송신 빔을 효율적으로 형성하기 위한 가중치 벡터를 생성한다. 상기 4가지 실시예들은 전체적으로 상당부분 동일한 구조 및 동작을 보이나, 송신빔 형성 알고리즘의 핵심인 송신상관행렬의 구성 및 동작에 있어 차이점을 갖는다.

도 4a는 본 발명의 실시예에 따른 이동통신 시스템에서 단말국으로부터 순방향 페이딩계수를 수신하여 최적의 가중치 벡터를 구한 후, 이를 이용하여 송신되는 신호의 빔을 효율적으로 형성하는 기지국의 송신 어레이 안테나 시스템의 구조를 도시하는 도면이다. 그리고 도 4b는 본 발명의 실시예에 따른 이동통신 시스템에서 기지국의 순방향 송신신호를 수신한 후, 수신된 신호로부터 순방향 페이딩 계수를 추정한 후, 상기 추정된 순방향 페이딩 계수 값을 특정의 역방향 채널을 통해 기지국으로 전송하는 단말기의 구조를 도시하는 도면이다. 여기서 상기 단말기가 추정하는 순방향 페이딩 계수는 순방향 페이딩 크기가 될 수도 있다. 그리고 도 9는 상기 도 4a 및 도 4b와 같은 구조를 갖는 이동통신 시스템의 기지국과 이동국 간의 동작 과정을 도시하는 흐름도이다.

먼저 도 4a를 참조하여 기지국의 구조를 살펴보면, 상기 기지국은 순방향 처리기(400), 안테나어레이(405), 역방향 처리기(410), 순방향정보 인수가(421), 빔형성제어기(420) 등으로 구성될 수 있다.

상기 순방향 처리기(400)는 송신되는 신호를 부호화 및 변조한 후 RF신호로 상송 변환하여 출력하는 기능을 수행한다. 여기서 상기 송신빔형성기(403)는 상기 송신 메시지를 대응되는 단말국들과 효율적으로 통신할 수 있도록 상기 순방향 송신신호의 빔을 형성하여 출력하게 된다. 상기 순방향 처리기(400)는 부호기(401), 변조기(402), 송신빔형성기(403), RF부(404) 등을 구비한다.

L개의 안테나 소자들로부터 이루어진 안테나어레이(405)는 상기 순방향처리기(400)의 송신빔형성기(403)에 의해 형성된 방향으로 빔을 전파하는 기능을 수행한다.

역방향처리기(410)는 상기 안테나어레이(405)에서 수신되는 RF신호를 하강변환한 후 복조 및 복호하는 기능을 수행한다. 상기 역방향처리기(410)는 RF부(411), M개의 필터들 및 경로분리기 및 경로결합기등으로 이루어진 레이크수신기(412), 복호기(413)등으로 구성된다.

순방향페이딩정보인수가(421)는 상기 역방향처리기(410)의 레이크수신기(412)의 출력을 입력하며, 레이크수신기(412)에서 출력되는 수신신호의 페이딩 정보에서 순방향 페이딩 계수를 추출하는 기능을 수행한다. 여기서 상기 순방향 페이딩계수는 순방향 페이딩크기가 될 수도 있다.

빔형성제어기(420)는 상기 순방향페이딩정보인수가(421)에서 출력되는 순방향 페이딩계수와 상기 레이크수신기(412)의 중간 출력을 입력하여 상기 송신빔의 형성을 제어하기 위한 가중치 벡터를 생성한다. 상기 빔형성제어기(420)는 순방향 페이딩파워계산기(422), 어레이벡터계산기(423), 송신상관행렬계산기(424), 가중치벡터계산기(425) 등으로 구성될 수 있다. 이때 상기 순방향페이딩파워계산기(422) 및 어레이벡터계산기(423)은 다중경로의 수에 대응되는 수로 구비되어야 한다. 따라서 상기 순방향페이딩파워계산기(422) 및 어레이벡터계산기(423)은 레이크수신기(412) 내의 각 필터들에 각각 대응시켜 구성하는 것이 바람직할 수 있다. 또한 상기 빔형성제어기(420)는 하기에 설명될 각 실시예별로 약간의 다른 구성들을 가진다.

수신빔형성기는 편의상 도면으로 도시하고 있지는 않지만 일반적으로 레이크수신기(412)의 각 필터내의 복조기 앞 또는 뒤에 위치된다. 또한 순방향처리기(400) 내에 위치되는 변조기(402)와 송신빔형성기(403)의 위치는 바뀔 수 있다. 상기한 바와 같이 본 발명의 실시예들은 상기 가능성들과 기본적으로 같은 동작처리와 구성을 하고 있으므로, 본 발명은 상기 가능성들을 모두 포함하는 것으로 보아야 한다.

상기와 같은 구성을 갖는 기지국의 송신 안테나어레이 시스템의 구성 및 동작을 각 실시예별로 구체적으로 살펴보기로 한다. 이 과정에서 상기 기지국의 송신 안테나 어레이 시스템은 단말국으로부터 피드백되는 순방향 페이딩정보에 따라 송신빔의 형성을 제어하게 된다. 따라서 상기 단말국이 순방향 링크의 신호를 수신하여 페이딩정보를 추정하고, 상기 추정된 페이딩 정보를 기지국으로 피드백하는 동작을 도 4b를 참조하여 설명한다.

상기 단말국은 일반적으로 안테나 어레이 시스템을 사용하지 않는다. 따라서 상기 도 4b에 도시된 바와 같이 상기 단말국은 단일안테나(431)를 사용한다.

단말국의 순방향처리기(430)은 기지국이 순방향 링크를 통해 송신하는 신호를 수신하여 처리하는 기능을 수행한다. 상기 순방향처리기(430)은 RF부(432), M개의 필터들 및 경로분리기 및 경로결합기등으로 이루어진 레이크수신기(433), 복호기(434)등으로 구성될 수 있다.

상기 단말국의 역방향 처리기(440)은 단말국의 송신신호를 부호화 및 변조하여 대응되는 역방향 채널을 통해 기지국으로 전송하는 기능을 수행한다. 상기 역방향처리기(440)은 부호기(441), 다중기(442), 변조기(443), RF부(444)등으로 구성될 수 있다.

순방향페이딩처리기(450)은 순방향 링크의 수신신호에서 순방향 페이딩정보를 추정한 후, 상기 추정된 순방향 페이딩정보를 부호화하여 특징의 역방향 채널에 피드백시키는 기능을 수행한다. 상기 순방향페이딩처리기(450)은 순방향페이딩추정기(451), 순방향페이딩부호기(452)등으로 구성될 수 있다. 여기서 상기 순방향페이딩추정기(451)이 추정하는 "페이딩 정보"는 다중경로 페이딩채널의 페이딩계수 뿐 아니라 빔형성용 가중치벡터와 어레이벡터등이 복합된 것을 의미한다. 즉, 상기 < 수학식 15> 에 나타난 바와 같이 상기 순방향페이딩추정기(451)이 수신된 신호로부터 추정하는 페이딩정보에는 순방향 페이딩계수(), 어레이벡터() , 가중치() 등이 포함되어 있다. 이점이 스마트안테나를 채택하지 않았을 경우의 종래의 페이딩과 구별되는 점이다.

상기의 내용에서 기지국 및 단말국 모두 순방향처리기(400, 430)와 역방향처리기(410, 440)는 상기 송신빔형성기(403)을 제외하면 일반적인 CDMA 이동통신 시스템의 순방향처리기 및 역방향처리기의 구성과 동일하게 구성할 수 있다.

상기 기지국에서 임의의 송신메시지가 부호기(401) 및 변조기(402)를 통과한 후 송신빔형성기(403)에 인가되면, 상기 송신빔형성기(403)은 가중치벡터계산기(425)에서 인가되는 적당한 초기 가중치벡터 벡터 0에 의해 송신빔이 형성된다. 상기기와 같이 형성된 송신빔은 RF부(404)와 안테나어레이(405)를 거쳐 공간으로 복사된다(기지국의 순방향 전송).

그러면 상기 단말국은 상기 순방향 신호를 단일안테나(431), RF부(432)를 통해 수신한 다음, 레이크수신기(433)를 통해 경로별 분리, 복조, 결합한 다음, 복호기(434)를 통해 수신메시지를 얻는다.

이때 상기 단말국이 수신하는 순방향신호는 상기 < 수학식 9> 와 같다. 그리고 상기 < 수학식 9> 의 각 경로의 채널 벡터 에는 상기 < 수학식 10> 과 같이 순방향 페이딩계수 및 어레이벡터 정보가 포함되어 있다. 그러므로 상기 순방향 페이딩추정기(451)이 추정하는 순방향 페이딩정보에는 상기 < 수학식 15> 에 나타난 바와 같이 순방향 페이딩계수, 어레이벡터, 가중치 등이 포함된 정보가 된다. 이때 상기 기지국에서 필요로하는 정보는 순방향 페이딩계수() 이므로, 상기 순방향 페이딩추정기(451)은 상기 페이딩 정보 중에서 상기 순방향 페이딩계수만을 추출하여 전송할 수도 있다. 또한 상기 순방향 페이딩추정기(451)은 복소 값인 상기 순방향 페이딩계수 대신에 실수 값인 순방향 페이딩 크기를 추정할 수도 있다. 여기서 상기 순방향 페이딩계수 및 순방향 페이딩크기의 장단점을 살펴보면, 상기 순방향 페이딩계수는 선형예측 계산이 상대적으로 간단한 장점이 있는데 반하여, 단말국이 추정된 순방향 페이딩계수를 기지국으로 피드백시키는 부담이 크다. 그리고 상기 순방향 페이딩크기는 상기 피드백시키는 부담이 상대적으로 작은 장점이 있는데 반하여 상기 선형예측 계산이 다소 복잡한 단점이 있다. 따라서 필요에 따라 상기 순방향 페이딩계수 또는 페이딩 크기 중에 하나를 선택하여 사용할 수 있다.

그리고 상기 순방향 페이딩부호기(452)는 상기 추정된 순방향 페이딩정보를 역방향 채널의 송신 형태로 부호화하여 다중기(442)에 인가한다. 이때 상기 순방향페이딩부호기(452)에서 출력되는 부호화된 순방향 페이딩정보는 역방향링크의 채널을 통해 전송되는데, 상기 역방향 채널은 상기 순방향 페이딩정보만을 출력하기 위한 별도의 독립적인 채널을

사용할 수 있으며, 또한 현재 사용중인 제어채널의 메세지 프레임 구조를 변경하여 상기 순방향 페이딩정보를 삽입하여 전송할 수 있다.

상기한 바와 같이 상기 단말국의 동작을 살펴보면, 상기 레이크수신기(433)로부터 출력되는 순방향신호를 수신하는 상기 순방향페이딩추정기(451)은 각 경로당 페이딩계수를 추정하여 출력하고, 상기 순방향페이딩부호기(452)는 모든 순방향페이딩정보를 취합하여 부호화한다. 상기 부호화된 순방향페이딩정보는 다중기(442)를 통해 단말국의 임의의 부호화된 송신메시지와 적당히 다중화된 후, 변조기(443)와 RF부(444) 및 안테나(431)를 통해 공간으로 복사된다(단말국의 역방향 전송).

이후 상기 단말국은 수신상태로 되돌아가나 실제로 송수신이 동시적으로 일어나며, 상기와 같은 과정을 반복한다. 여기서 상기 순방향전송 및 역방향전송사이에는 D 단위시간(보통, 슬롯)만큼의 지연이 발생한다고 가정한다.

기지국에서 상기 역방향신호를 안테나어레이(405), RF부(411)을 통해 수신하여 레이크수신기(412), 복호기(413)등을 통해 수신신호를 복조, 복호하여 수신메시지를 얻는다. 이 과정에서 레이크수신기(412) 내의 역방향 빔형성기를 통해 역방향빔형성을 하게 되는데, 본 발명의 실시예에서는 상기 역방향 빔 형성에 대한 설명은 생략하기로 한다.

다음 시점의 송신빔형성을 위한 가중치벡터 계산은 기지국의 빔형성제어기(420)에서 이루어지는데, 제1 실시예 - 제4 실시예들은 다음과 같은 공통된 과정을 수행한다.

레이크수신기(412)의 중간 출력단으로부터 순방향정보인수기(421)를 통해 단말국으로부터 피드백된 순방향 페이딩정보를 추출해내고, 순방향페이딩파워계산기(422)는 상기 추출된 순방향 페이딩정보와 상기 레이크수신기(412)에서 역방향 수신신호를 처리하는 과정에서 얻어지는 각 경로별 역방향 페이딩정보와 도플러 주파수정보등을 이용하여 각 경로별 순방향페이딩파워 $\{p_r\}$ 를 계산한다. 동시에 상기 어레이벡터계산기(423)은 상기 레이크수신기(412)에서 역방향 수신신호를 처리하는 과정에서 수신방향정보에 근거한 각 경로별 어레이벡터 $\{a(\theta_r)\}$ 를 계산한다.

그리고 상기 송신상관행렬계산기(424)는 상기 순방향페이딩파워 $\{p_r\}$ 와 어레이벡터 $\{a(\theta_r)\}$ 를 이용해 송신상관행렬 $C_T = \sum_{r=1}^R p_r a(\theta_r) a(\theta_r)^H$ 을 계산한다. 그리고 상기 가중치벡터계산기(425)는 상기 송신상관행렬의 최대 고유벡터를 계산하고, 이를 다시 정규화하여 다음 시점의 송신빔형성기(403)의 가중치벡터 $w[k]$ 로 정한다.

그러면 다음 시점에서 상기 순방향처리기(400)에 인가되는 송신 메세지는 부호기(401) 및 변조기(402)를 통해 부호화 및 변조되어 송신빔형성기(403)에 인가되며, 상기 송신빔형성기(403)은 상기 가중치벡터계산기(425)에서 출력되는 가중치 벡터에 의해 상기 변조된 송신 메세지를 전송하기 위한 송신빔을 형성한다. 그리고 상기과 같이 형성된 송신빔은 RF부(404)를 통해 주파수가 상승변환된 후 안테나어레이(405)를 통해 공간으로 복사한다(기지국의 순방향 전송).

그후, 기지국은 다시 수신상태로 되돌아가나 실제로 송수신이 동시적으로 일어나며, 상기와 동작은 반복되어 계속된다.

도 9는 상기 도 4a 및 도 4b와 같은 기지국 및 단말국의 동작을 도시하는 흐름도이다.

상기 도 9를 참조하면, 기지국과 단말국은 각각 601단계와 651단계에서 초기화 동작을 수행한다. 이때 상기 기지국은 초기화 과정에서 시점을 초기화($k=0$) 하고, 가중치 벡터를 초기화($w[0]$) 한다.

이후 상기 기지국은 603단계 및 605단계에서 순방향처리기(400)를 통해 송신메세지를 부호화 및 번조하며, 상기 가중치벡터에 의해 송신빔을 형성하여 순방향 송신 동작을 수행한다. 이후 상기 기지국은 607단계 - 611단계에서 상기 시점(k)을 증가한 후 단위시간 D를 지연하면서 역방향 수신시 까지 대기한다. 상기의 동작은 상기 순방향 송신을 수행한 후 역방향 신호의 수신을 대기하는 과정이며, 이때 기지국은 다른 동작들도 수행하게 된다.

상기 순방향 신호가 발생되면, 상기 단말국은 653단계 및 655단계에서 순방향처리기(430)를 통해 상기 순방향신호를 수신 및 수신된 순방향신호의 경로를 분리한다. 이후 상기 순방향 신호는 657단계 - 661단계에서 순방향처리기(430)를 통해 상기 분리된 경로별로 복조한 후 경로 결합을 하고, 상기 결합된 신호를 복호하여 수신 메세지를 발생한다. 또한 상기 단말국은 663단계- 669단계를 수행하면서 상기 분리된 경로별로 순방향 페이딩정보를 추정하고, 상기 추정된 순방향 페이딩정보를 부호화한 후 역방향처리기 (440)을 통해 역방향 채널로 전송한다. 그리고 상기 653단계로 되돌아가 다음 순방향신호의 수신을 대기한다.

이때 상기 역방향 채널의 신호를 수신하게 되면, 상기 기지국은 613단계에서 역방향처리기(410)을 통해 수신되는 신호의 경로를 분리한다. 이후 상기 기지국은 순방향페이딩파워계산기(422)를 제어하여 621단계에서 가중치벡터를 생성하기 위한 실시예들을 선택한다. 그리고 상기 기지국은 615단계에서 어레이벡터계산기(423)을 제어하여 경로별 어레이벡터{ $\alpha(i)$ }를 추정한다.

상기 실시예들을 선택하는 동작을 살펴보면,

실시예는 상기 피드백 지연시간 D의 크기 및 단말국의 이동속도에 따라 결정된다. 제1실시예에서 상기 피드백 지연시간 D가 비교적 작고 단말국의 이동속도가 작으면 623단계에서 제1실시예인 기본형을 선택하여 순방향페이딩파워를 계산한다.

제2실시예로써, 상기 피드백 지연시간 D가 크고 단말국의 이동속도가 작으면 625단계에서 제2실시예인 예측형을 선택하여 순방향 페이딩파워를 계산한다.

상기 단말국의 이동속도가 임계치가 초과되면 상기 기본형 또는 예측형을 사용하는 경우 급격한 성능의 저하가 발생될 수 있다. 따라서 이런 경우 맹목적 순방향 빔형성법을 사용하는 것이 바람직할 수 있다. 따라서 상기 단말국의 이동속도에 따라 상기 제1실시예인 기본형과 맹목적 순방향빔 형성법 중에 하나를 선택하는 제3실시예로써 기본적 혼합형을 선택하든지, 또한 단말국의 이동속도에 따라 상기 제2실시예인 예측형과 맹목적 순방향빔 형성법 중의 하나를 선택하는 제4실시예로써 예측적 혼합형을 선택할 수 있다. 상기 제3실시예의 경우 627단계에서 선택된 제3실시예에 따른 방식으로 순방향 페이딩파워를 계산하고, 상기 제4실시예의 경우 629단계에서 선택된 제4실시예에 따른 방식으로 순방향 페이딩파워를 계산한다.

상기 제1실시예- 제4실시예에서 경로별 순방향 페이딩파워(ρ_i)를 계산하는 동작은 후술하는 도면들을 참조하여 각 실시예별로 상세하게 설명한다.

상기 경로별 어레이 벡터 및 경로별 순방향 페이딩파워가 계산되면, 631단계에서 송신상관행렬G를 계산하며, 633단계에서 상기 계산된 송신상관행렬 G의 최대 고유벡터를 계산한 후 이를 정규화하여 가중치 벡터를 갱신하여 다음 시점의 송신 메세지를 송신하기 위한 송신빔을 형성하도록 제어한다.

상기와 같은 단말국이 순방향 신호의 페이딩정보를 추정하여 이를 기지국에 피드백시키면, 상기 기지국은 상기 피드백되는 순방향 페이딩정보와 역방향링크로 수신되는 역방향 페이딩파워와 도플러주파수를 추정하여 가중치 벡터를 생성하며, 이를 이용하여 다음에 송신되는 메시지의 송신빔을 형성한다. 이때 상기 송신빔을 형성할 때 상기 기지국과 단말기 간의 피드백 지연시간 D와 단말기의 이동속도에 따라 상기 순방향페이딩파워계산기(422)의 구성 및 동작이 구별되는 다음과 같은 제1실시예 - 제4실시예들을 고려할 수 있다.

제1실시예 (기본형)

상기 제1실시예는 기지국과 단말기 간의 피드백 지연시간 D가 0이거나 또는 비교적 작고, 단말국의 이동속도가 그리 크지 않을 때 사용하기 위한 송신 안테나 어레이 시스템으로써, 이하 기본형이라 칭한다. 상기 제1 실시예에 대한 기지국의 송신 안테나어레이 시스템의 구성은 도 5에 도시되어 있으며, 상기 제1 실시예에서 순방향 페이딩 파워를 계산하는 동작은 도 10에 도시되어 있다.

상기 제1실시예의 동작을 살펴보면, 711단계 및 713단계를 수행하면서 기지국 내의 레이크수신기(412) 내의 경로분리기(501)을 통해 역방향수신신호를 경로별로 분리한 다음, 각 핑거내 복조기(502)에서 복조한 다음, 경로결합기(503)를 통해 모든 핑거출력을 적당히 결합한다. 그리고 기지국은 719단계에서 복조기(413)를 통해 수신메시지를 얻는다.

또한 상기 기지국은 715단계에서 순방향페이딩복조기(511)를 통해 단말국에서 보낸 D 단위시간 지연된 순방향페이딩정보 $\{ \beta_i^{*}[k-D] \alpha(v_i)^{*} \}$ 또는 $\{ \beta_i^{*}[k-D] \alpha(v_i)^{*} \}$ 를 읽고, 다시 순방향페이딩추출기(512)를 통해 순방향페이딩계수 $\{ \beta_i[k-D] \}$ 또는 $\{ \beta_i^{*}[k-D] \}$ 를 추출한다. 여기서, $\{ \alpha(v_i)^{*} \}$ 는 기지국에서 미리 알 수 있는 값이며, F는 순방향(Forward), k는 현재 시점, i는 경로번호 ($i = 1, \dots, M$)을 각각 나타낸다. 이후 기지국은 717단계에서 D 단위시간 지연되었다더라도 이 값을 현재값 $\{ \beta_i^{*}[k] \}$ 또는 $\{ \beta_i^{*}[k] \}$ 으로 인정하고 파워계산기(509)를 통해 순방향페이딩파워 $\{ \rho_i^{*} \} = \{ |\beta_i^{*}|^2 \}$ 를 계산해 낸다.

또한 어레이벡터계산기(423)은 복조기(502)의 각 경로별 역방향 수신신호로부터 어레이벡터를 계산한다. 그러면 송신상관행렬계산기(424)는 상기 순방향 페이딩파워 및 어레이벡터를 이용하여 송신상관행렬 G를 계산하고, 가중치벡터계산기(425)는 상기 송신상관행렬 G로부터 최대값유효 벡터 계산하고 이를 정규화하여 다음 시점의 가중치벡터 $\{ w(k) \}$ 로 정한다.

제2실시예 (예측형)

피드백 지연시간 D가 상당할 경우, 단말기로부터 피드백받은 과거의 순방향페이딩정보로부터 현재의 순방향 페이딩계수를 예측하는 수단을 가진 본 예측형을 쓸 수 있다. 상기 제2실시예에 대한 구성은 도 6에 도시되어 있으며, 상기 제2 실시예의 순방향페이딩파워계산기(422)의 동작은 도 11에 도시되어 있다. 상기 제2실시예에서 사용되는 예측기로는 활용가능한 임의의 예측기도 쓸 수 있으나, 여기서는 대표적인 예측기로서 선형예측기를 사용하는 것으로 가정한다. 그러나 상기 선형예측기 이외의 다른 예측기를 사용하는 경우에도 동일한 효과를 얻을 수 있다.

상기 제2실시예의 동작을 살펴보면, 기지국은 811단계 및 813단계를 통해 기지국내의 레이크수신기(412) 내의 경로분리기(501)을 통해 역방향수신신호를 경로별로 분리하여 각 핑거내의 복조기(502)에서 복조한 다음, 경로결합기(503)를 통해 모든 핑거출력을 적당히 결합한다. 그리고 상기 기지국은 821단계에서 복조기(413)를 통해 수신메시지를 얻는다.

또한 상기 기지국은 815단계에서 순방향페이딩복조기(511)를 통해 단말국에서 보낸 D 단위시간 지연된 순방향페이딩정보 $\{ \beta_i^{*}[k-D] \alpha(v_i)^{*} \}$ 또는 $\{ \beta_i^{*}[k-D] \alpha(v_i)^{*} \}$ 를 읽고, 다시 순방향페이딩추출기(512)를 통해 순방향페이딩계수 $\{ \beta_i^{*}[k-D] \}$ 또는 $\{ \beta_i^{*}[k-D] \}$ 를 추출한다. 그리고 상기 추출된 순방향 페이딩계수를 메모리(513)에 저장한다.

또한, 메모리(513)로부터 과거 순방향페이딩정보를 인출하여 V개의 지연된 순방향페이딩계수군 $\{ \beta_r^{(k-D)}, \beta_r^{(k-D-1)}, \dots, \beta_r^{(k-D-V+1)} \}$, 또는 순방향페이딩키기군 $\{ \beta_r^{(k-D)}, \beta_r^{(k-D-1)}, \dots, \beta_r^{(k-D-V+1)} \}$ 을 형성한다.

또한 상기 기지국은 817단계에서 역방향페이딩추정기(506)를 통해 각 경로별 역방향페이딩계수 $\{ \beta_r^{(k)} \}$ 를 얻고, 이로부터 평균파워계산기(507)를 통해 역방향페이딩계수의 평균파워 $\{ \mu_{\beta_r^{(k)}} \}$ 를 계산하며, 또한 도플러주파수추정기(505)를 통해 각 경로별 도플러주파수 $\{ f_{D,r} \}$ 를 추정한다.

이후 상기 기지국은 819단계에서 현재순방향페이딩추정기(508)을 통해 현재순방향페이딩을 추정한 후, 파워계산기(509)를 통해 순방향 페이딩파워를 계산한다. 상기 현재순방향페이딩추정기(508)은 상기 순방향페이딩계수, 경로별 역방향 페이딩 추정에 의한 평균파워 및 추정된 도플러주파수를 입력한다. 상기 현재순방향페이딩추정기(508)의 동작을 살펴보면, 상기 메모리(513)로부터 과거 순방향페이딩정보를 인출하여 V개의 지연된 순방향페이딩계수군 $\{ \beta_r^{(k-D)}, \beta_r^{(k-D-1)}, \dots, \beta_r^{(k-D-V+1)} \}$, 또는 순방향페이딩키기군 $\{ \beta_r^{(k-D)}, \beta_r^{(k-D-1)}, \dots, \beta_r^{(k-D-V+1)} \}$ 을 형성한다.

이때 상기 순방향 페이딩정보가 복소값인 상기 순방향페이딩계수군의 경우, 상기 $\{ \beta_r^{(k-D)}, \beta_r^{(k-D-1)}, \dots, \beta_r^{(k-D-V+1)} \}$ 와 $\{ \mu_{\beta_r^{(k)}} \}$ 와 $\{ f_{D,r} \}$ 를 이용해 현재순방향페이딩추정기(508)에서 각 경로별 현재 순방향페이딩계수 $\{ \beta_r^{(k)} \}$ 를 추정한다. 이때 사용되는 예측방법은 상기 < 수학식 16> , < 수학식 17> 및 < 수학식 18> 과 같은 선형예측법을 이용한다. 또한 상기 순방향 페이딩정보가 실수값인 상기 순방향페이딩키기군의 경우, 상기 $\{ \beta_r^{(k-D)}, \beta_r^{(k-D-1)}, \dots, \beta_r^{(k-D-V+1)} \}$ 를 이용해 현재순방향페이딩추정기(508)에서 각 경로별 현재 순방향페이딩키기 $\{ \beta_r^{(k)} \}$ 를 추정 한다. 이때 사용되는 예측방법은 < 수학식 20> , < 수학식 21> 및 < 수학식 22> 과 같은 선형예측법을 이용한다.

상기와 같이 추정된 상기 순방향 페이딩계수 값을 파워계산기(509)에 인가해 순방향페이딩파워 $\{ \rho_r \} = \{ |\beta_r^{(k)}|^2 \}$ 를 계산해 낸다.

또한 어레이벡터계산기(423)은 복조기(502)의 각 경로별 역방향 수신신호로부터 어레이벡터를 계산한다. 그러면 송신상관행렬계산기(424)는 상기 순방향 페이딩파워 및 어레이벡터를 이용하여 송신상관행렬 G를 계산하고, 가중치벡터계산기(425)는 상기 송신상관행렬 G로부터 최대값유벡터 계산하고 이를 정규화하여 다음시점의 가중치벡터 $\{ w[k] \}$ 로 정한다.

제3실시예 (기본적 혼합형)

지연시간 D가 0이거나 비교적 작은 경우, 단말국의 이동속도가 어느 정도가 될 때까지는 상기 제1 실시예(기본형)가 좋은 성능을 보이지만, 단말국의 이동 속도가 어느 임계치를 넘어서고 나서는 기본형이 급격한 성능저하를 보인다. 이를 대비해서 단말국의 이동속도가 어느 임계치를 넘어서다고 판단될 때, 상기 맹목적 순방향빔형성법을 쓸 수 있다. 본 발명의 실시예에서는 상기와 같이 단말국의 이동속도에 따라 기본형과 맹목적 순방향빔형성법을 선택해 쓰는 방법을 기본적 혼합형 순방향빔형성법이라 칭하기로 한다.

상기 제3실시에 따른 송신 안테나레이어 시스템의 구성은 도 7에 도시되어 있으며, 해당 순방향페이딩파워계산기의 동작은 도 12에 상세하게 개시되어 있다.

상기 제3실시의 동작을 살펴보면, 기지국은 911단계 및 913단계에서 기지국내의 레이크수신기(412) 내의 경로분리기(501)을 통해 역방향수신신호를 경로별로 분리하여 각 핑거내 복조기(502)들에서 복조한 다음, 경로결합기(503)를 통해 모든 핑거출력을 적당히 결합한다. 그리고 상기 기지국은 927단계에서 복조기(413)를 통해 수신메시지를 얻는다.

또한 상기 기지국은 915단계에서 순방향페이딩복조기(511)를 통해 단말국에서 보낸 각 D 단위시간 지연된 순방향페이딩정보 $\{b_i^{(k-L)}\}$, $\alpha(\theta_i)^{(k-L)}$ 또는 $\{b_i^{(k-L)}\}$, $\alpha(\theta_i)^{(k-L)}$ 를 얻고, 다시 순방향페이딩추출기(512)를 통해 순방향페이딩계수 $\{b_i^{(k-L)}\}$ 또는 $\{b_i^{(k-L)}\}$ 를 추출한다. 여기서, $\{\alpha(\theta_i)^{(k-L)}\}$ 는 기지국에서 미리 알 수 있는 값이며, F는 순방향(Forward), k는 현재 시점, i는 경로번호 ($i = 1, \dots, M$)을 각각 나타낸다. D 단위시간 지연되었다고 이 값을 현재값 $\{b_i^{(k)}\}$ 또는 $\{b_i^{(k)}\}$ 으로 인정하고, 상기 기지국은 917단계에서 파워계산기(509)를 통해 순방향페이딩파워 $\{b_i^{(k)}\}$ 를 계산한다.

동시에 상기 기지국은 919단계에서 상기 복조기(502)로부터 역방향페이딩추정기(506)를 통해 역방향페이딩계수를 추정한 다음, 평균파워계산기(507)를 통해 평균 역방향페이딩파워 $\{b_i^{(k)}\}$ 를 계산한다. 그리고 상기 도플러주파수추정기(505)를 통해 경로별 도플러 주파수를 추정한다.

이후 기지국은 921단계에서 상기 도플러주파수를 이용하여 상기 순방향페이딩파워 $\{b_i^{(k)}\}$ 와 평균 역방향페이딩파워 $\{b_i^{(k)}\}$ 중 하나를 선택기(510)을 통해 선택한다. 이때 상기 선택 방법을 살펴보면, 상기 기지국은 상기 복조기(502)로부터 도플러주파수추정기(505)를 통해 도플러주파수를 추정하며, 이 값이 미리 설정된 임계치보다 작으면 921단계에서 단말국의 이동도가 낮다고 판단하고 923단계에서 상기 순방향페이딩파워 $\{b_i^{(k)}\}$ 를 선택하며, 상기 임계치보다 크면 921단계에서 이동도가 높다고 판단하고 925단계에서 상기 평균 역방향페이딩파워 $\{b_i^{(k)}\}$ 를 선택하여 출력 $\{p_i\}$ 로 내보낸다.

또한 레레이벡터계산기(423)은 복조기(502)의 각 경로별 역방향 수신신호로부터 레레이벡터를 계산한다. 그러면 송신상관행렬계산기(424)는 상기 순방향 페이딩파워 및 레레이벡터를 이용하여 송신상관행렬 G를 계산하고, 가중치벡터계산기(425)는 상기 송신상관행렬 G로부터 최대고유벡터 계산하고 이를 정규화하여 다음 시점의 가중치벡터 $\{w[k]\}$ 로 결정한다.

제4시에 (예측적 혼합형)

상기 피드백 지연시간 D가 상당히 길 경우, 단말국의 이동속도가 어느 정도가 될 때까지는 상기 제2실시에(예측형)가 좋은 성능을 보이지만, 단말국의 이동 속도가 어느 임계치를 넘어서고 나서는 기본형이 급격한 성능저하를 보인다. 이를 대비해서 단말국의 이동속도가 어느 임계치를 넘어서고 판단될 때, 기존의 맹목적 순방향빔형성법을 쓸 수 있다. 본 발명의 제4 실시예에서는 상기와 같이 단말국의 이동속도에 따라 예측형과 맹목적 순방향빔형성법을 선택해 쓰는 방법을 예측적 혼합형 순방향빔형성법이라 칭한다.

상기 제4실시에 대한 구성은 도 8에 도시되어 있으며, 상기 제4실시에 해당하는 순방향페이딩파워계산기의 동작은 도 13에 개시되어 있다.

상기 제4실시예의 동작을 살펴보면, 기지국은 1011단계 및 1013단계에서 기지국내의 레이크수신기(412) 내의 경로분리기(501)을 통해 역방향 수신신호를 경로별로 분리하여 각 평가내 복조기(502)에서 복조한 다음, 경로결합기(503)를 통해 모든 평가출력을 적당히 결합한다. 그리고 상기 기지국은 1025단계에서 복조기(413)를 통해 수신메시지를 얻는다.

또한 상기 기지국은 1013단계에서 순방향페이딩복조기(511)를 통해 단말국에서 보낸 각 D 단위시간 지연된 순방향페이딩정보 $\{ \beta_r^d[k-D] \mid \alpha(\beta_r^d[k-D]) \}$ 또는 $\{ \beta_r^d[k-D] \mid \alpha(\beta_r^d[k-D]) \}$ 를 얻고, 다시 순방향페이딩추출기(512)를 통해 순방향페이딩계수 $\{ \beta_r^d[k-D] \}$ 또는 $\{ |\beta_r^d[k-D]| \}$ 를 추출한다. 그리고 상기 추출된 순방향페이딩계수를 메모리(513)에 저장한다.

동시에 상기 기지국은 1015단계에서 역방향페이딩추정기(506)를 통해 각 경로별 역방향페이딩계수 $\{ \beta_r^d \}$ 를 얻고, 이로부터 평균파워계산기(507)를 통해 역방향페이딩계수의 평균파워 $\{ \mu_{D,r}^d \}$ 를 계산하며, 도플러주파수추정기(505)를 통해 각 경로별 도플러주파수 $\{ f_{D,r} \}$ 를 추정한다.

이후 상기 기지국은 1017단계에서 현재순방향페이딩추정기(508)를 통해 상기 순방향페이딩계수, 평균 역방향페이딩파워 및 도플러주파수 등에 따라 현재의 순방향페이딩계수를 추정하고, 이 값을 이용하여 순방향페이딩파워를 계산한다. 즉, 상기 현재순방향페이딩추정기(508)은 상기 메모리(513)로부터 과거 순방향페이딩정보를 인출하여 V개의 지연된 순방향페이딩계수군 $\{ \beta_r^d[k-D], \beta_r^d[k-D-1], \dots, \beta_r^d[k-D-V+1] \}$ 또는, 순방향페이딩크기군 $\{ |\beta_r^d[k-D]|, |\beta_r^d[k-D-1]|, \dots, |\beta_r^d[k-D-V+1]| \}$ 을 형성한다.

이때 상기 순방향페이딩정보가 복소값인 상기 순방향페이딩계수군의 경우, 상기 $\{ \beta_r^d[k-D], \beta_r^d[k-D-1], \dots, \beta_r^d[k-D-V+1] \}$ 와 $\{ \mu_{D,r}^d \}$ 와 $\{ f_{D,r} \}$ 를 이용해 현재순방향페이딩추정기(508)에서 각 경로별 현재 순방향페이딩계수 $\{ \hat{\beta}_r^d \}$ 를 추정한다. 이때 상기 순방향페이딩계수에 따른 예측방법은 < 수학식 16>, < 수학식 17> 및 < 수학식 18>과 같은 선형예측법을 이용한다. 또한 상기 순방향페이딩정보가 실수값인 상기 순방향페이딩크기군의 경우, 상기 $\{ |\beta_r^d[k-D]|, |\beta_r^d[k-D-1]|, \dots, |\beta_r^d[k-D-V+1]| \}$ 를 이용해 현재순방향페이딩추정기(508)에서 각 경로별 현재 순방향페이딩크기 $\{ |\hat{\beta}_r^d| \}$ 를 추정한다. 이때 현재 순방향페이딩크기에 따른 예측방법은 < 수학식 20>, < 수학식 21> 및 < 수학식 22>와 같은 선형예측법을 이용한다.

상기와 같이 추정된 상기 현재 순방향페이딩계수 값을 파워계산기(509)에 인가해 순방향페이딩파워 $\{ |\hat{\beta}_r^d|^2 \}$ 를 계산해낸다.

이후 상기 기지국은 1019단계에서 상기 순방향페이딩파워 $\{ |\hat{\beta}_r^d|^2 \}$ 와 평균 역방향페이딩파워 $\{ \mu_{D,r}^d \}$ 중 하나를 선택기(510)를 통해 선택한다. 상기 선택방법을 살펴보면, 상기 기지국은 상기 복조기(502)로부터 도플러주파수추정기(505)를 통해 도플러주파수를 추정하여 이 값이 미리 설정된 임계치보다 작으면, 1019단계에서 단말국의 이동도가 낮다고 판단하고 1021단계에서 상기 순방향페이딩파워 $\{ |\hat{\beta}_r^d|^2 \}$ 를 선택하며, 상기 임계치보다 크면 상기 1019단계에서 이동도가 높다고 판단하고 1023단계에서 상기 평균 역방향페이딩파워 $\{ \mu_{D,r}^d \}$ 를 선택하여 출력 $\{ \beta_r \}$ 로 내보낸다.

또한 어레이벡터계산기(423)은 복조기(502)의 각 경로별 역방향 수신신호로부터 어레이벡터를 계산한다. 그러면 송신상관행렬계산기(424)는 상기 순방향 페이딩파워 및 어레이벡터를 이용하여 송신상관행렬 G 를 계산하고, 가중치벡터 계산기(425)는 상기 송신상관행렬 G 로부터 최대고유벡터 계산하고 이를 정규화하여 다음 시점의 가중치벡터($w[k]$)로 설정한다.

발명의 효과

송신안테나어레이를 채용한 이동통신시스템에 있어서, 순방향 페이딩정보를 단말국으로부터 귀환받아 보다 신뢰성있는 송신빔 형성을 함으로써, 이동통신시스템의 용량증대, 통화품질향상, 단말국의 송신전력 절약 등의 효과를 볼 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

안테나 어레이를 구비하며, 단말국으로부터 순방향 페이딩정보를 수신하는 이동통신 시스템의 기지국장치에 있어서,

상기 안테나어레이를 통해 수신되는 역방향 신호를 처리하는 역방향처리기와,

상기 수신되는 역방향신호에서 순방향 페이딩정보를 추출하는 순방향페이딩정보인수기와,

상기 순방향 페이딩정보와 상기 수신된 역방향신호를 이용하여 송신빔 형성을 위한 가중치벡터를 생성하는 빔형성제어기와,

송신빔형성기를 구비하며, 상기 가중치벡터에 의해 상기 송신빔형성기가 송신되는 메시지의 송신빔을 형성하여 상기 안테나어레이에 출력하는 순방향처리기로 구성되는 이동통신 시스템의 기지국장치.

청구항 2.

제1항에 있어서, 상기 순방향페이딩정보인수기가,

상기 역방향처리기의 출력에서 상기 단말국으로부터 귀환된 각 경로별 순방향페이딩정보를 복호화하는 순방향페이딩복호기와,

상기 복호된 순방향 페이딩정보에서 순방향페이딩계수를 추출해내는 순방향페이딩추출기로 구성되는 이동통신 시스템의 기지국 장치.

청구항 3.

제2항에 있어서, 상기 순방향페이딩추출기가,

상기 복호된 순방향 페이딩정보가 복소 정보 $\{ \beta_i^F \alpha(\theta_i)^\top w, i=1, 2, \dots, M \}$ 일 경우, 상기 송신빔형성시 사용했던 가중치 벡터 w 와 어레이벡터 추정값 $\{ \alpha(\theta_i), i=1, 2, \dots, M \}$ 을 이용하여 복소 순방향페이딩계수 $\{ \beta_i^F, i=1, 2, \dots, M \}$ 을 추출하는 이동통신 시스템의 기지국장치.

청구항 4.

제2항에 있어서, 상기 순방향페이딩추출기가,

상기 순방향 페이딩정보가 크기 정보 $\{ |p_i^F \alpha(\theta_i)|^2 w_i, i=1, 2, \dots, M \}$ 일 경우, 상기 송신빔형성기 사용했던 가중치벡터 w_i 와 어레이벡터계산기로부터의 어레이벡터 추정값 $\{\alpha(\theta_i), i=1, 2, \dots, M\}$ 을 이용하여 순방향페이딩크기 $\{ |p_i^F|, i=1, 2, \dots, M \}$ 을 추출하는 이동통신 시스템의 기지국 장치.

청구항 5.

제2항에 있어서, 상기 순방향페이딩정보인수기가, 이전 상태에서 추출된 상기 순방향 페이딩계수 값을 소정 개수 저장하는 메모리를 더 구비하는 이동통신 시스템의 기지국 장치.

청구항 6.

제2항에 있어서, 상기 빔형성제어기가,

상기 추출된 순방향페이딩정보를 이용하여 각 경로별 순방향페이딩파워를 계산하는 순방향페이딩파워계산기와,

상기 수신된 역방향신호로부터 각 경로별 어레이벡터를 계산하는 어레이벡터계산기와,

상기 순방향페이딩파워와 어레이벡터를 이용해 송신상관행렬을 계산하는 송신상관행렬계산기와,

상기 송신상관행렬로부터 가중치벡터를 계산하여 갱신하며, 상기 갱신된 가중치벡터를 상기 송신빔형성기의 제어신호로 출력하는 가중치벡터계산기로 구성되는 이동통신 시스템의 기지국 장치.

청구항 7.

제6항에 있어서, 상기 순방향페이딩파워계산기가,

상기 역방향신호로부터 각 경로별 역방향 페이딩파워를 추정하여 평균 역방향페이딩파워를 계산하는 평균 역방향 페이딩파워계산기와 단말국의 이동도를 추정하는 도플러주파수추정기를 더 구비하며, 피드백 지연시간 및 상기 단말국의 이동속도에 따라 상기 추출된 순방향 페이딩정보 및 상기 역방향 페이딩파워와 상기 도플러주파수를 이용하여 상기 순방향 페이딩파워를 계산하는 이동통신 시스템의 기지국 장치.

청구항 8.

제6항에 있어서, 상기 순방향 페이딩파워계산기가, 상기 피드백 지연시간의 변화가 작을 시 상기 파워계산기가 상기 추출된 각 경로별 순방향페이딩계수를 수신하여 각 경로별 순방향페이딩파워를 출력하는 이동통신 시스템의 기지국 장치.

청구항 9.

제6항에 있어서, 상기 순방향페이딩파워계산기가, 상기 지연시간의 변화가 클 시 상기 추출된 각 경로별 복수의 과거 순방향 페이딩계수들과 상기 계산된 각 경로별 평균 역방향 페이딩파워와 상기 추정된 각 경로별 도플러 주파수를 이용하여 각 경로별 현재의 순방향페이딩계수를 소정의 예측법을 통해 계산하여 각 경로별 현재 순방향페이딩파워를 출력하는 이동통신 시스템의 기지국 장치.

청구항 10.

제9항에 있어서, 상기 순방향페이딩파워계산기가,

상기 추출된 각 경로별 V 개의 과거 순방향페이딩계수군 $\{\beta_i^E[k-D], \beta_i^E[k-D-1], \dots, \beta_i^E[k-D-V+1], i=1, 2, \dots, M\}$ (D 는 기지국과 단말국 사이의 순방향페이딩정보 전송지연 단위시간수)와 상기 계산된 각 경로별 평균 역방향페이딩파워 $\{E[\|\beta_i^R\|^2], i=1, 2, \dots, M\}$ 와, 상기 추정된 각 경로별 도플러주파수 $\{f_{D,i}, i=1, 2, \dots, M\}$ 를 근거로 소정의 선형예측법에 의해 각 경로별 현재 순방향페이딩계수 $\{\beta_i^E[k], i=1, 2, \dots, M\}$ 를 계산하며, 상기 계산된 순방향페이딩계수를 이용하여 각 경로별 순방향페이딩파워 $\{p_i\} = \{|\beta_i^E|^2, i=1, 2, \dots, M\}$ 를 생성하는 이동통신 시스템의 기지국장치.

청구항 11.

제9항에 있어서, 상기 순방향페이딩파워계산기가,

상기 추출된 각 경로별 V 개의 과거 순방향페이딩계수군

$\{\beta_i^E[k-D], \beta_i^E[k-D-1], \dots, \beta_i^E[k-D-V+1], i=1, 2, \dots, M\}$ (D 는 기지국과 단말국 사이의 순방향페이딩정보 전송지연 단위시간수)와, 상기 계산된 각 경로별 평균 역방향페이딩파워 $\{E[\|\beta_i^R\|^2], i=1, 2, \dots, M\}$ 와, 상기 추정된 각 경로별 도플러주파수 $\{f_{D,i}, i=1, 2, \dots, M\}$ 를 근거로 소정의 선형예측법에 의해 각 경로별 현재 순방향페이딩크기 $\{|\beta_i^E[k]|, i=1, 2, \dots, M\}$ 를 계산하고, 상기 계산된 순방향 페이딩크기를 이용하여 각 경로별 순방향페이딩파워 $\{p_i\} = \{|\beta_i^E|^2, i=1, 2, \dots, M\}$ 를 생성하는 이동통신 시스템의 기지국 장치.

청구항 12.

제8항에 있어서, 상기 순방향페이딩파워계산기가,

각 경로별 상기 순방향페이딩파워와 상기 평균역방향페이딩파워계산기로부터 계산된 각 경로별 평균 역방향페이딩파워를 입력하는 선택기와,

상기 단말기의 이동도를 추정하는 이동도 추정기를 더 구비하며,

상기 단말기의 이동도가 미리 설정된 임계치 보다 낮을 시 상기 순방향페이딩파워를 선택하고, 이동도가 상기 임계치보다 높을 시 상기 평균 역방향페이딩파워를 선택하여 출력하는 이동통신 시스템의 기지국장치.

청구항 13.

제12항에 있어서 상기 이동도추정기는 역방향 수신신호로부터 각 경로별 도플러주파수 $\{f_{D,i}, i=1, 2, \dots, M\}$ 을 추정하는 도플러주파수 추정기인 이동통신 시스템의 기지국장치.

청구항 14.

제9항에 있어서, 상기 순방향페이딩파워계산기가,

상기 계산된 각 경로별 상기 순방향페이딩파워와 상기 평균역방향페이딩파워계산기로부터 계산된 각 경로별 평균 역방향페이딩파워를 입력하는 선택기와,

상기 단말기의 이동도를 추정하는 이동도 추정기를 더 구비하며,

상기 단말기의 이동도가 미리 설정된 임계치 보다 낮을 시 상기 순방향페이딩파워를 선택하고, 이동도가 상기 임계치보다 높을 시 상기 평균 역방향페이딩파워를 선택하여 출력하는 이동통신 시스템의 기지국장치.

청구항 15.

제14항에 있어서, 상기 이동도추정기는 역방향 수신신호로부터 각 경로별 도플러주파수 $\{f_{D,i}, i=1, 2, \dots, M\}$ 을 추정하는 도플러주파수 추정기인 이동통신 시스템의 기지국장치.

청구항 16.

제6항에 있어서, 상기 어레이벡터계산기가,

상기 역방향 신호로부터 바로 어레이벡터 $\{\alpha(\theta_i), i=1, 2, \dots, M\}$ 을 생성하여 계산하는 이동통신 시스템의 기지국 장치.

청구항 17.

제16항에 있어서, 상기 송신상관행렬계산기가,

상기 어레이벡터 $\{\alpha(\theta_i), i=1, 2, \dots, M\}$ 와 상기 순방향페이딩파워 $\{p_i, i=1, 2, \dots, M\}$ 를 이용해 송신상관행렬 $C = \sum_{i=1}^M p_i \alpha(\theta_i) \alpha(\theta_i)^H$ 을 계산하는 이동통신 시스템의 기지국장치.

청구항 18.

제17항에 있어서, 상기 가중치벡터계산기가,

상기 송신상관행렬의 최대 고유치에 해당하는 최대 고유벡터를 계산한 후 정규화하여 가중치벡터들을 출력하는 이동통신 시스템의 기지국장치.

청구항 19.

제18항에 있어서, 상기 송신빔형성기가 송신되는 메시지를 상기 안테나어레이의 안테나소자 수 만큼 복사하며, 상기 복사된 메시지를 상기 각 가중치벡터의 요소들과 곱하여 송신빔을 형성하는 이동통신 시스템의 기지국 장치.

청구항 20.

이동통신 시스템의 단말국 장치에 있어서,

순방향신호를 수신하여 처리하는 순방향처리기와,

상기 수신된 순방향신호의 각 경로별 순방향페이딩정보들을 추정하는 순방향페이딩추정기와,

상기 추정된 각 경로별 순방향페이딩정보들을 결합하여 부호화하는 순방향페이딩부호기와,

부호화된 순방향페이딩정보를 송신메시지와 함께 다중화하여 상기 기지국으로 피드백하는 역방향처리기로 구성되는 이동통신 시스템의 단말기 장치.

청구항 21.

제20항에 있어서, 상기 순방향페이딩추정기가

수신되는 신호의 빔이 무방향성 빔을 형성할 경우 복소 순방향페이딩정보 $\{ \beta_i^R, i=1, 2, \dots, M \}$ 을 추정하는 이동통신 시스템의 단말국 장치.

청구항 22.

제20항에 있어서, 상기 순방향페이딩추정기가

수신되는 신호의 빔이 무방향성 빔을 을 형성할 경우 크기 순방향페이딩정보 $\{ |\beta_i^R|, i=1, 2, \dots, M \}$ 을 추정하는 이동통신 시스템의 단말국 장치.

청구항 23.

제20항에 있어서, 상기 순방향페이딩추정기가 수신되는 순방향신호로부터 복소 순방향페이딩정보 $\{ \beta_i^R, \alpha(0_i)^{H_{\text{ref}}}, i=1, 2, \dots, M \}$ 을 추정하는 이동통신 시스템의 단말국 장치.

청구항 24.

제20항에 있어서, 상기 순방향페이딩추정기가 수신되는 순방향신호로부터 크기 순방향페이딩정보 $\{ |\beta_i^R|, \alpha(0_i)^{H_{\text{ref}}}, i=1, 2, \dots, M \}$ 을 추정하는 이동통신 시스템의 단말국 장치.

청구항 25.

제20항에 있어서, 역방향처리기가 상기 순방향 페이딩정보를 특정 역방향채널의 메시지에 삽입하여 전송하는 이동통신 시스템의 단말국 장치.

청구항 26.

제20항에 있어서, 역방향처리기가 상기 순방향 페이딩정보를 별도의 독립적인 역방향채널을 통해 전송하는 이동통신 시스템의 단말국 장치.

청구항 27.

안테나 어레이를 구비하는 기지국과 이를 수신하는 단말국을 구비하는 이동통신 시스템에 있어서,

상기 기지국장치가,

상기 안테나어레이를 통해 수신되는 역방향 신호를 처리하는 역방향처리기와,

상기 수신되는 역방향신호에서 순방향 페이딩정보를 추출하는 순방향페이딩정보 인수기와,

상기 순방향 페이딩정보와 상기 수신된 역방향 신호를 이용하여 송신빔 형성을 위한 가중치벡터를 생성하는 빔형성제어기와,

송신빔형성기를 구비하며, 상기 가중치벡터에 의해 상기 송신빔형성기가 송신되는 메시지의 송신빔을 형성하여 상기 안테나어레이에 출력하는 순방향처리기로 구성되며,

상기 단말국 장치가,

순방향신호를 수신하여 처리하는 순방향처리기와,

상기 수신된 순방향 신호의 각 경로별 순방향페이딩정보들을 추정하는 순방향페이딩추정기와,

상기 추정된 각 경로별 순방향페이딩정보들을 결합하여 부호화하는 순방향페이딩부호기와,

부호화된 순방향페이딩정보를 송신메시지와 함께 다중화하여 상기 기지국으로 피드백하는 역방향처리기로 구성되는 이동통신 시스템.

청구항 28.

안테나 어레이를 구비하며, 단말국으로부터 순방향 페이딩정보를 수신하는 이동통신 시스템의 기지국장치가 순방향 신호를 송신하는 방법에 있어서,

상기 안테나어레이를 통해 수신되는 역방향 신호를 처리하는 과정과,

상기 처리된 역방향 신호에서 순방향 페이딩정보를 추출하는 과정과,

상기 순방향 페이딩정보와 상기 수신된 역방향 신호를 이용하여 송신빔 형성을 위한 가중치벡터를 생성하는 과정과,

상기 가중치벡터에 의해 송신되는 메시지의 송신빔을 형성하여 상기 안테나어레이에 출력하는 과정으로 이루어지는 기지국장치의 순방향 신호 송신방법.

청구항 29.

이동통신 시스템의 단말국의 통신방법에 있어서,

순방향 신호를 수신하여 처리하는 과정과,

상기 처리된 순방향 신호의 각 경로별 순방향페이딩정보들을 추정하는 과정과,

상기 추정된 각 경로별 순방향페이딩정보들을 결합하여 부호화하는 과정과,

부호화된 순방향페이딩정보를 송신메시지와 함께 다중화하여 상기 기지국으로 피드백하는 과정으로 이루어지는 단말국 장치의 통신방법.

청구항 30.

안테나 어레이를 구비하는 기지국과 단말국 간의 순방향 신호의 통신방법에 있어서,

상기 단말국이 상기 기지국으로부터 전송되는 순방향 신호의 각 경로별 순방향페이딩정보들을 추정한 후, 상기 추정된 각 경로별 순방향페이딩정보들을 결합하여 부호화한 후 상기 기지국으로 피드백하는 과정과,

상기 기지국이 상기 피드백되는 순방향 페이딩정보를 추출한 후, 상기 추출된 순방향 페이딩정보를 이용하여 송신빔 형성을 위한 가중치벡터를 생성하는 과정과,

상기 기지국이 가중치벡터에 의해 송신되는 메시지의 송신빔을 형성하여 상기 안테나어레이에 출력하는 과정으로 이루어지는 기지국과 단말국 간의 순방향 신호 송신방법.

청구항 31.

안테나 어레이를 구비하며, 단말국으로부터 순방향 페이딩정보를 수신하는 이동통신 시스템의 기지국장치에 있어서,

상기 안테나어레이를 통해 수신되는 역방향 신호를 처리하는 역방향처리기와,

상기 수신되는 역방향신호에서 순방향 페이딩정보를 추출하는 순방향페이딩정보 인수기와,

상기 추출된 순방향페이딩정보를 이용하여 각 경로별 순방향페이딩파워를 계산하는 순방향페이딩파워계산기와,

상기 수신된 역방향신호로부터 각 경로별 어레이벡터를 계산하는 어레이벡터계산기와,

상기 순방향페이딩파워와 어레이벡터를 이용해 송신상관행렬을 계산하는 송신상관행렬계산기와,

상기 송신상관행렬로부터 가중치벡터를 계산하여 갱신하며, 상기 갱신된 가중치벡터를 상기 송신빔형성기의 제어신호로 출력하는 가중치벡터계산기와,

송신빔형성기를 구비하며, 상기 가중치벡터에 의해 상기 송신빔형성기가 송신되는 메시지의 송신빔을 형성하여 상기 안테나어레이에 출력하는 순방향처리기로 구성되는 이동통신 시스템의 기지국장치.

청구항 32.

안테나 어레이를 구비하며, 단말국으로부터 순방향 페이딩정보를 수신하는 이동통신 시스템의 기지국장치에 있어서,

상기 안테나어레이를 통해 수신되는 역방향 신호를 처리하는 역방향처리기와,

상기 수신되는 역방향신호에서 순방향 페이딩정보를 추출하는 순방향페이딩정보 인수기와,

상기 수신된 역방향 신호로부터 평균 역방향페이딩파워 및 도플러주파수를 계산하며, 상기 추출된 각 경로별 복수의 과거 순방향 페이딩계수들과 상기 계산된 평균 역방향페이딩파워와 추정된 도플러주파수를 이용하여 각 경로별 현재의 순방향페이딩계수를 소정의 예측법을 통해 계산하여 각 경로별 현재 순방향페이딩파워를 계산하는 순방향페이딩파워계산기와,

상기 수신된 역방향신호로부터 각 경로별 어레이벡터를 계산하는 어레이벡터계산기와,

상기 순방향페이딩파워와 어레이벡터를 이용해 송신상관행렬을 계산하는 송신상관행렬계산기와,

상기 송신상관행렬로부터 가중치벡터를 계산하여 갱신하며, 상기 갱신된 가중치벡터를 상기 송신빔형성기의 제어신호로 출력하는 가중치벡터계산기와,

송신빔형성기를 구비하며, 상기 가중치벡터에 의해 상기 송신빔형성기가 송신되는 메시지의 송신빔을 형성하여 상기 안테나어레이에 출력하는 순방향처리기로 구성되는 이동통신 시스템의 기지국장치.

청구항 33.

안테나 어레이를 구비하며, 단말국으로부터 순방향 페이딩정보를 수신하는 이동통신 시스템의 기지국장치에 있어서,

상기 안테나어레이를 통해 수신되는 역방향 신호를 처리하는 역방향처리기와,

상기 수신되는 역방향신호에서 순방향 페이딩정보를 추출하는 순방향페이딩정보 인수기와,

상기 추출된 순방향페이딩정보를 이용하여 각 경로별 순방향페이딩파워를 계산하고, 상기 역방향신호로부터 평균 역방향 페이딩파워를 계산하며, 상기 단말기의 이동도가 미리 설정된 임계치 보다 낮을 시 상기 순방향페이딩파워를 선택하고, 이동도가 상기 임계치보다 높을 시 상기 평균 역방향페이딩파워를 선택하여 출력하는 순방향페이딩파워계산기와,

상기 수신된 역방향신호로부터 각 경로별 어레이벡터를 계산하는 어레이벡터계산기와,

상기 순방향페이딩파워와 어레이벡터를 이용해 송신상관행렬을 계산하는 송신상관행렬계산기와,

상기 송신상관행렬로부터 가중치벡터를 계산하여 갱신하며, 상기 갱신된 가중치벡터를 상기 송신빔형성기의 제어신호로 출력하는 가중치벡터계산기와,

송신빔형성기를 구비하며, 상기 가중치벡터에 의해 상기 송신빔형성기가 송신되는 메시지의 송신빔을 형성하여 상기 안테나어레이에 출력하는 순방향처리기로 구성되는 이동통신 시스템의 기지국장치.

청구항 34.

안테나 어레이를 구비하며, 단말국으로부터 순방향 페이딩정보를 수신하는 이동통신 시스템의 기지국장치에 있어서,

상기 안테나어레이를 통해 수신되는 역방향 신호를 처리하는 역방향처리기와,

상기 수신되는 역방향신호에서 순방향 페이딩정보를 추출하는 순방향페이딩정보 인수기와,

상기 수신된 역방향신호로부터 평균 역방향페이딩파워와 도플러주파수를 계산하고, 상기 추출된 각 경로별 복수의 과거 순방향 페이딩계수들과 상기 평균 역방향페이딩파워 및 도플러주파수를 이용하여 각 경로별 현재의 순방향페이딩계수를 소정의 예측법을 통해 계산하여 각 경로별 현재 순방향페이딩파워를 계산하며, 상기 단말기의 이동도가 미리 설정된 임계치 보다 낮을 시 상기 순방향페이딩파워를 선택하고, 이동도가 상기 임계치보다 높을 시 상기 평균 역방향페이딩파워를 선택하여 출력하는 순방향페이딩파워계산기와,

상기 수신된 역방향신호로부터 각 경로별 어레이벡터를 계산하는 어레이벡터계산기와,

상기 순방향페이딩파워와 어레이벡터를 이용해 송신상관행렬을 계산하는 송신상관행렬계산기와,

상기 송신상관행렬로부터 가중치벡터를 계산하여 갱신하며, 상기 갱신된 가중치벡터를 상기 송신빔형성기의 제어신호로 출력하는 가중치벡터계산기와,

송신빔형성기를 구비하며, 상기 가중치벡터에 의해 상기 송신빔형성기가 송신되는 메시지의 송신빔을 형성하여 상기 안테나어레이에 출력하는 순방향처리기로 구성되는 이동통신 시스템의 기지국장치.

청구항 35.

안테나 어레이를 구비하며, 단말국으로부터 순방향 페이딩정보를 수신하는 이동통신 시스템의 기지국장치의 순방향 신호 송신방법에 있어서,

상기 안테나어레이를 통해 수신되는 역방향신호에서 순방향 페이딩정보를 추출하는 과정과,

상기 추출된 순방향페이딩정보를 이용하여 각 경로별 순방향페이딩파워를 계산하는 과정과,

상기 수신된 역방향신호로부터 각 경로별 어레이벡터를 계산하는 과정과,

상기 순방향페이딩파워와 어레이벡터를 이용해 가중치벡터를 계산하여 갱신하는 과정과,

상기 가중치벡터에 의해 송신되는 메시지의 송신빔을 형성하여 상기 안테나어레이에 출력하는 과정으로 이루어지는 이동통신 시스템의 기지국장치의 순방향신호 송신방법.

청구항 36.

안테나 어레이를 구비하며, 단말국으로부터 순방향 페이딩정보를 수신하는 이동통신 시스템의 기지국장치에 있어서,

상기 안테나어레이를 통해 수신되는 역방향신호에서 순방향 페이딩정보를 추출하여 저장하는 과정과,

상기 수신된 역방향 신호로부터 평균 역방향페이딩파워 및 도플러주파수를 계산하며, 상기 추출된 각 경로별 복수의 과거 순방향 페이딩계수들과 상기 평균 역방향 페이딩파워 및 도플러주파수를 이용하여 각 경로별 현재의 순방향페이딩계수를 소정의 예측법을 통해 계산하여 각 경로별 현재 순방향페이딩파워를 계산하는 과정과,

상기 수신된 역방향신호로부터 각 경로별 어레이벡터를 계산하는 과정과,

상기 순방향페이딩파워와 어레이벡터를 이용해 가중치벡터를 계산하여 갱신하는 과정과,

상기 가중치벡터에 의해 송신되는 메시지의 송신빔을 형성하여 상기 안테나어레이에 출력하는 과정으로 이루어지는 이동통신 시스템의 기지국장치의 순방향 송신방법.

청구항 37.

안테나 어레이를 구비하며, 단말국으로부터 순방향 페이딩정보를 수신하는 이동통신 시스템의 기지국장치에 있어서,

상기 안테나어레이를 통해 수신되는 역방향신호에서 순방향 페이딩정보를 추출하는 과정과,

상기 추출된 순방향페이딩정보를 이용하여 각 경로별 순방향페이딩파워를 계산하고, 상기 역방향신호로부터 평균 역방향페이딩파워를 계산하며, 상기 단말기의 이동도가 미리 설정된 임계치 보다 낮을 시 상기 순방향페이딩파워를 선택하고, 이동도가 상기 임계치보다 높을 시 상기 평균 역방향페이딩파워를 선택하여 순방향 페이딩파워로 출력하는 과정과,

상기 수신된 역방향신호로부터 각 경로별 어레이벡터를 계산하는 어레이벡터계산기와,

상기 순방향페이딩파워와 어레이벡터를 이용해 가중치벡터를 계산하여 갱신하는 과정과,

상기 가중치벡터에 의해 송신되는 메시지의 송신빔을 형성하여 상기 안테나어레이에 출력하는 과정으로 이루어지는 이동통신 시스템의 기지국장치의 송신방법.

청구항 38.

안테나 어레이를 구비하며, 단말국으로부터 순방향 페이딩정보를 수신하는 이동통신 시스템의 기지국장치에 있어서,

상기 안테나어레이를 통해 수신되는 역방향신호에서 순방향 페이딩정보를 추출하는 과정과,

상기 수신된 역방향신호로부터 평균 역방향페이딩파워와 도플러주파수를 계산하고, 상기 추출된 각 경로별 복수의 과거 순방향 페이딩계수들과 상기 평균 역방향페이딩파워 및 도플러주파수를 이용하여 각 경로별 현재의 순방향페이딩계수를 소정의 예측법을 통해 계산하여 각 경로별 현재 순방향페이딩파워를 계산하며, 상기 단말기의 이동도가 미리 설정된 임계치 보다 낮을 시 상기 순방향페이딩파워를 선택하고, 이동도가 상기 임계치보다 높을 시 상기 평균 역방향페이딩파워를 선택하여 순방향페이딩파워로 출력하는 과정과,

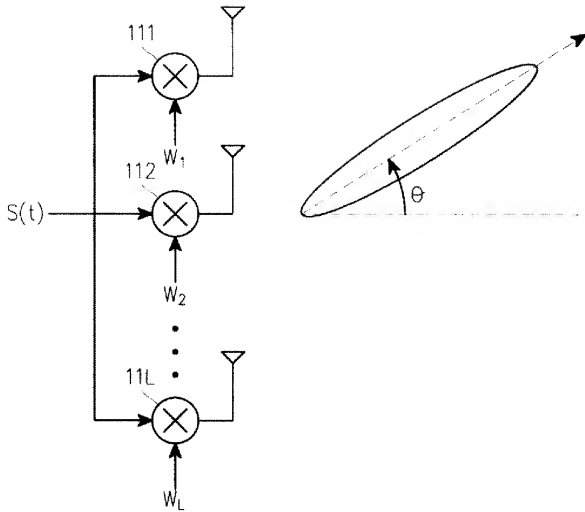
상기 수신된 역방향신호로부터 각 경로별 어레이벡터를 계산하는 과정과,

상기 순방향페이딩파워와 어레이벡터를 이용해 가중치벡터를 계산하여 갱신하는 과정과,

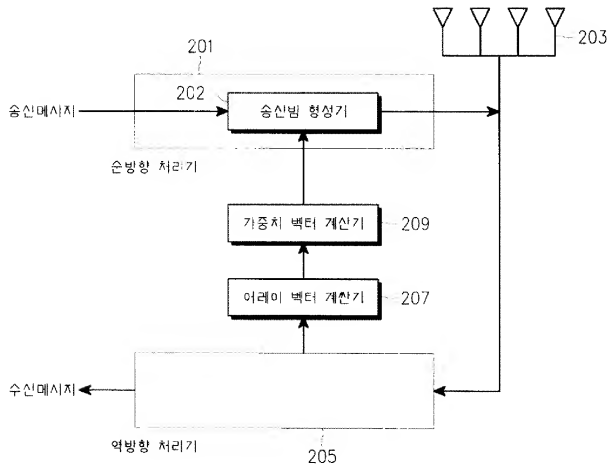
상기 가중치벡터에 의해 송신되는 메시지의 송신빔을 형성하여 상기 안테나어레이에 출력하는 과정으로 이루어지는 이동통신 시스템의 기지국장치의 순방향신호 송신방법.

도면

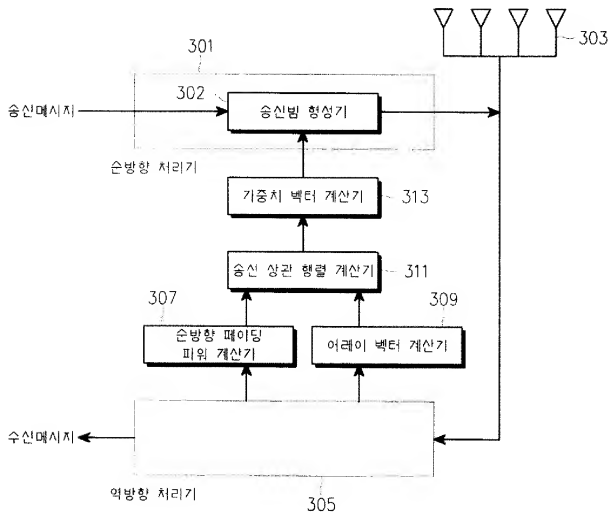
도면 1



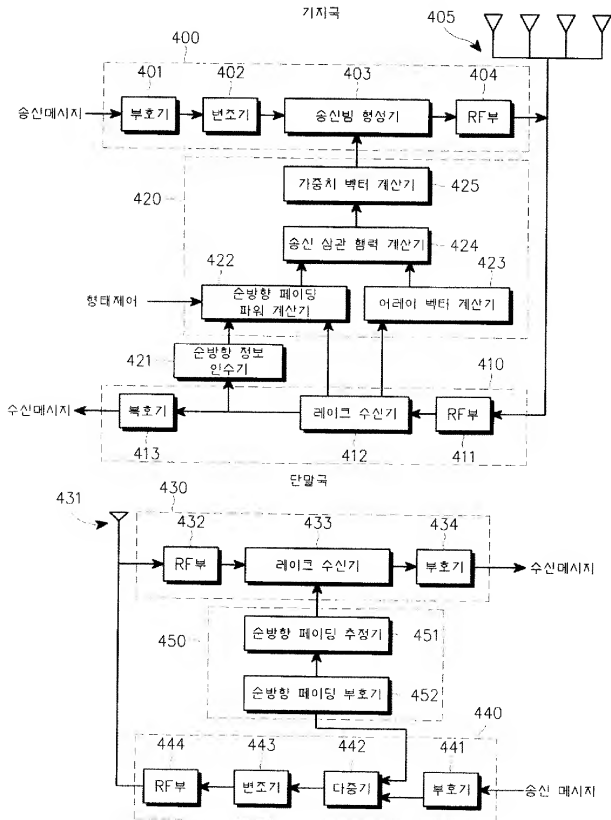
도면 2



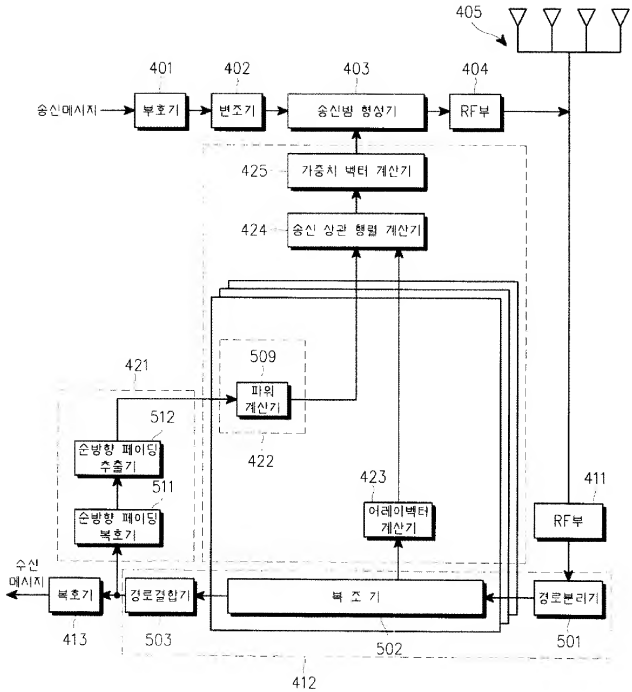
도면 3



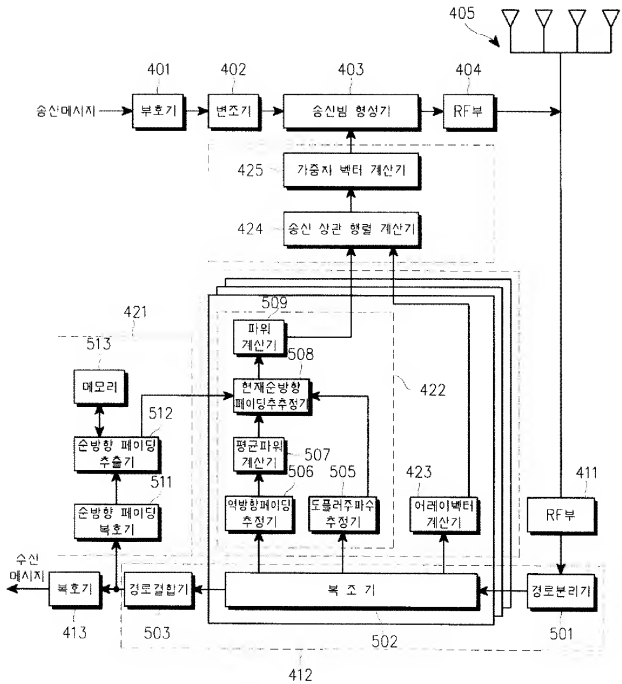
도면 4



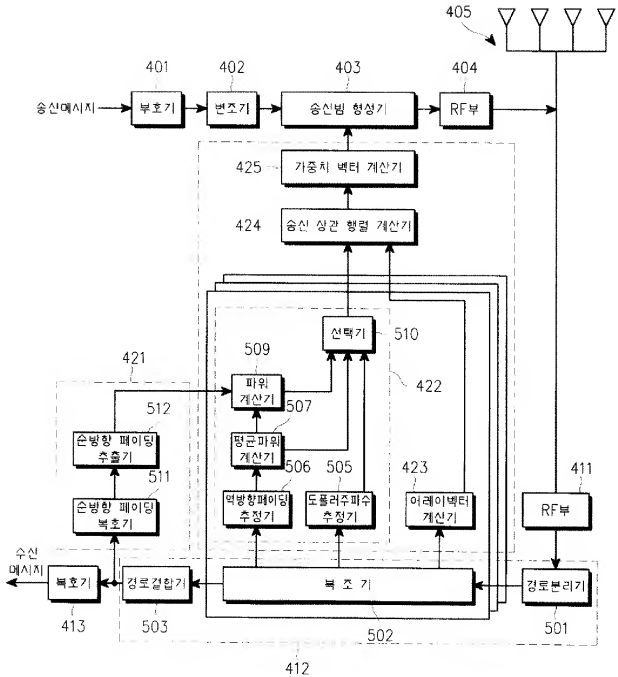
도면 6



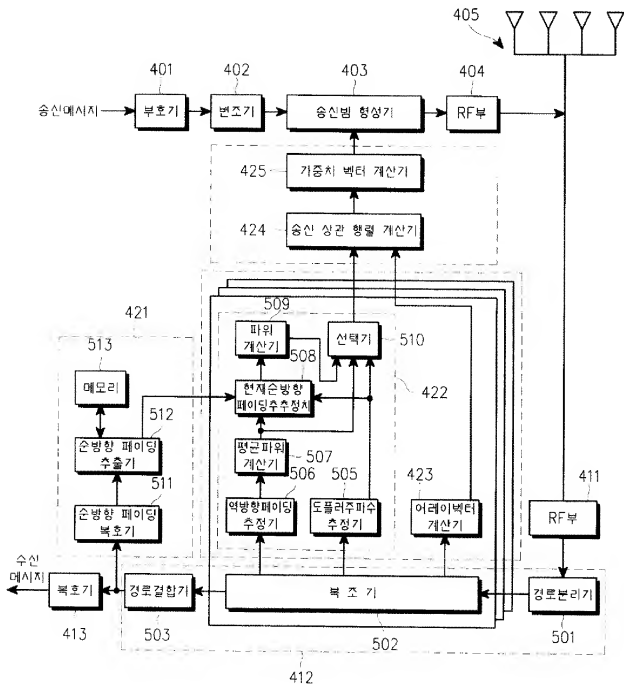
도면 6



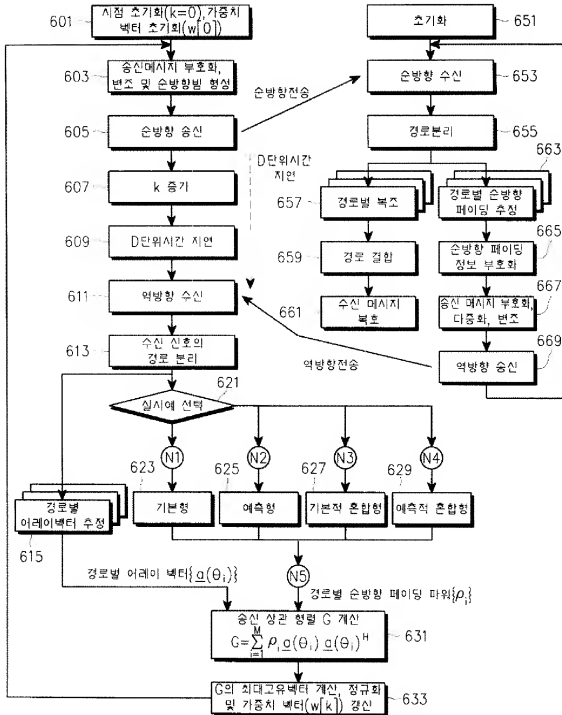
도면 7



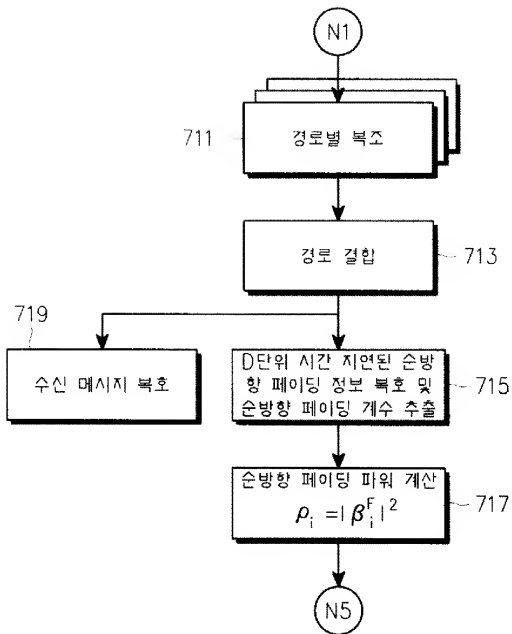
도면 8



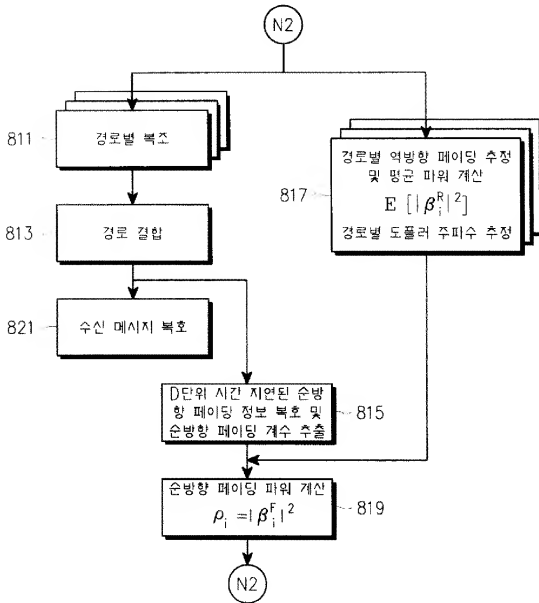
도면 9



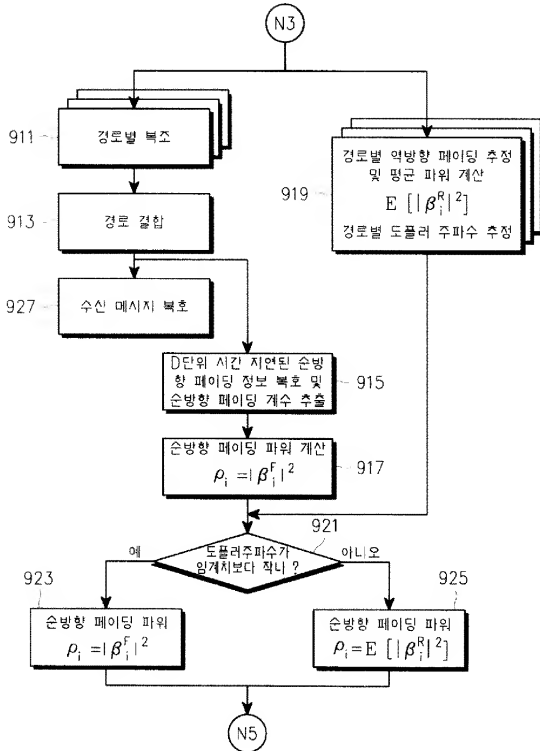
도면 10



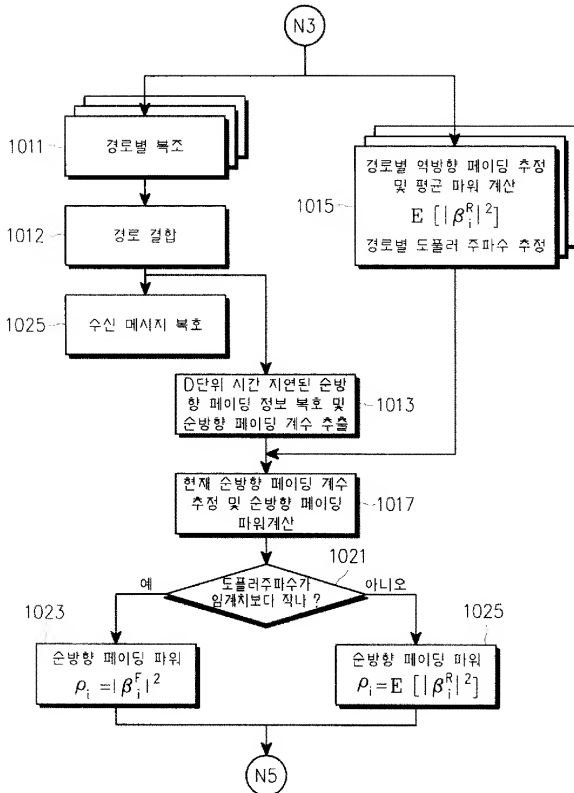
도면 11



도면 12



도면 13



Publication number: KR20030035969 (A)

Publication date: 2003-05-09

Inventor(s): BAE BEOM SIK [KR], CHO DONG HO [KR], CHO JEONG [KR], JUNG YEONG UK [KR], KIM DAE GYUN [KR], KOO CHANG HOE [KR], PARK DONG SIK [KR] +

Applicant(s): SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD [KR] +

Also published as:

US2003093364 (A1)

1163274484 (R2)

US7324404 (B2)

Applicant(s):

Classification:

- international: *H04B7/005; H04B7/26; H04B7/005; H04B7/26; (IPC1-7): H04B7/26*

- European: H04B7/26S12; H04W52/28D

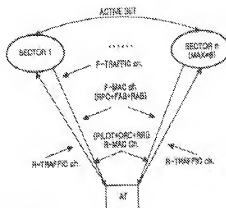
Application number: KR20020065672 20021026

Priority number(s): KR20010086478 20011026

Abstract of KR 20030035969 (A)

PURPOSE: An apparatus and a method for controlling a reverse link in a mobile communication system are provided to control a data transmission rate of the reverse link efficiently and reach full utilization of the reverse link within a speedy time.

CONSTITUTION: ARIs(Reverse Rate Limit) transmitted through the air from mobile stations is received at a base station through a wireless communication unit(301). The wireless reception unit(301) changes the received signal into a baseband signal and then outputs the changed signal to a control signal detecting unit(303) and a reverse link volume measuring unit(306). The control signal detecting unit(303) detects a control signal among the changed signal and then outputs the detected signal to a baseband processing unit(309). The reverse link volume measuring unit(306) detects the volume of a reverse link, i.e. system load.



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

(19)대한민국특허청(KR)

(12) 공개특허공보(A)

(51) 。 Int. Cl. ⁷
H04B 7/26

(11) 공개번호 특2003- 0035969
(43) 공개일자 2003년05월09일

(21) 출원번호 10- 2002- 0065672
(22) 출원일자 2002년10월26일

(30) 우선권주장 1020010066478 2001년10월26일 대한민국(KR)

(71) 출원인 삼성전자주식회사
경기도 수원시 팔달구 매탄3동 416번지

(72) 발명자 배법식
경기도수원시팔달구영통동955- 1항골마을주공아파트142동1203호

구창희
경기도성남시분당구서현동87한신아파트119동202호

박동식
경기도수원시권선구권선동삼천리2차아파트101동1101호

김대균
대구광역시남구대명8동201- 407

조동호
서울특별시서초구서초2동1334신동아아파트6- 1105호

정영욱
대전광역시유성구구성동373- 1카이스트전기전자공학과

조정우
경상남도거제시신현읍고현리134- 1신현맨션나동103호

(74) 대리인 이건주

심사청구 : 있음

(54) 이동통신 시스템에서 역방향 링크의 제어 장치 및 방법

요약

본 발명은 이동통신 시스템에서 역방향 링크의 데이터 전송률을 제어하는 방법에 관한 것으로, 이동통신 시스템에서 역방향 링크의 데이터 전송률을 각 단말기의 상태에 따라 효율적으로 제어하고, 시스템의 로드 및 역방향 링크의 용량 등에 따라 역방향 링크로 송신하는 단말기의 송신율을 빠르게 제어할 수 있는 방법을 제공한다.

본 발명에 따른 방법은, 하나의 기지국에 의해 점유되는 영역 내에 위치하는 복수의 이동단말들 각각은 상기 기지국으로 전송할 수 있는 복수의 역방향 데이터 전송률들을 가지는 이동통신 시스템에서, 각 이동단말이 각각 역방향 데이터 전송을 수행할 때, 소정의 이동단말에서 현재의 역방향 데이터 전송률을 증가 또는 감소하는 방법으로서, 상기 기지국으로부터 상기 각 이동단말로 전송되는 파일럿 채널의 파일럿 전력의 일계 값을 나타내는 일계 정보를 수신하는 과정과, 상기 각 이동단말은 상기 파일럿 채널의 수신 파일럿 전력을 측정하는 과정과, 상기 각 이동단말이 상기 현재의 역방향 데이터 전송률을 증가 또는 감소할 경우 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 일계

값보다 클 때 상기 현재의 역방향 데이터 전송률을 2단계 증가 또는 1단계 감소하고 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 임계 값과 동일하거나 작을 때 상기 현재의 역방향 데이터 전송률을 1단계 증가 또는 2단계 감소하는 과정을 포함한다.

대표도

도 4

색인어

역방향 전송률 제어, RAB, PV 테스트, 거리.

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 1xEVDO 시스템의 이동국에서 역방향 링크의 데이터 전송률의 제어 흐름도,

도 2는 Active Set에 포함된 1xEVDO 셀과 이동국간의 동작을 도시한 도면,

도 3은 본 발명의 일 실시 예에 따른 시스템의 기지국에서 역방향 링크의 데이터 전송률의 제어시의 흐름도,

도 4는 본 발명에 따른 시스템의 이동국에서 역방향 링크의 데이터 전송률 제어를 위한 흐름도,

도 5a 내지 도 5b는 본 발명이 적용되는 기지국의 내부 블록 구성도,

도 6a 내지 도 6b는 본 발명이 적용되는 무선 단말기의 내부 블록 구성도,

도 7은

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 이동통신 시스템의 데이터 전송률을 제어하기 위한 방법에 관한 것으로, 특히 역방향 링크의 데이터 전송률을 제어하기 위한 방법에 관한 것이다.

일반적으로 IMT- 2000 1xEVDO 시스템은 고속의 데이터 전송만을 목적으로 하는 CDMA 기술로서 패킷 데이터의 전송만을 목적으로 한다. 이와 같은 1xEVDO 시스템에서 순방향과 역방향의 패킷 데이터를 효율적으로 전송을 위해서는 적절한 스케줄링이 이루어져야 한다. 상기한 1xEVDO 시스템에서 순방향(Forward Link)의 데이터 전송은 1xEVDO 기지국과 1xEVDO 이동국간 Air 상태 및 기타 환경을 고려하여 가장 우수한 채널상태를 갖는 특성의 한 이동국에게만 데이터를 전송한다. 이를 통해 기지국으로부터 이동국으로의 데이터 전송 효율(Throughput)을 극대화하는 특성을 갖고 있다. 그러나, 1xEVDO 시스템에서 역방향(Reverse Link) 전송의 경우 다수의 이동국이 동시에 액세스하여 패킷 데이터의 전송을 수행하게 된다. 따라서 1xEVDO 시스템의 기지국은 다수의 이동국으로부터 수신되는 데이터의 흐름 및 폭주현상을 적절하게 제어하여 기지국의 용량 내에서 적절한 오버로드 제어를 수행해야 한다. 또한 새로이 표준화가 진행되고 있는 1xEVDO 시스템은 고속의 데이터 전송과 음성 서비스를 목적으로 하는 시스템으로, 1xEVDO 시스템에서도 또한 역방향 링크에서의 적절한 오버로드 제어가 수행되어야 한다.

그러면 현재 1xEVDO 시스템에서 역방향 링크의 데이터 전송에 대하여 살펴본다. 1xEVDO 시스템의 역방향 링크의

데이터 전송은 기지국으로부터 전송되는 RAB과 ReverseRateLimit 메시지에 의해서 제어된다. 이때 역방향 송신을 수행하는 이동국은 시시각각 변하는 이동국의 전송률을 RRI(Reverse Rate Indicator)를 통해서 기 지국에 알리고 있다. 1xEVDO의 순방향 링크 맥(Forward Link MAC(Medium Access Control)) 채널은 Pilot 채널, FAB(Forward Activity Bit) 채널 및 RAB(Reverse Activity Bit) 채널이 시분할 다중화되어 기지국에서 이동국으로 전송된다. 이 중 RAB는 역방향링크의 혼잡도를 나타내는 부분으로서 RAB에 따라서 이동국이 전송할 수 있는 데이터의 전송률이 변하게 된다. 즉, 기지국에서 역방향 링크의 오버로드 제어 및 캐패시티 등을 조절할 때 RAB를 이용하여 이동국으로부터의 데이터 전송률을 증가 또는 감소시켜 이동국으로부터의 데이터 흐름을 제어하게 된다. 이때 이동국으로 전송되는 RAB는 하기 <수학식 1>에 의해서 전송되는 주기 또는 시기가 결정된다.

$$T_{modRABlength}$$

상기 <수학식 1>에서 T는 시스템 시간이며, RABlength는 기지국에서 이동국으로 전송되는 파라미터로서 슬롯의 수로 결정되어진다. 이와 같은 RABlength는 하기 <표 1>과 같이 주어진다. 즉 임의의 한 슬롯을 통해 하기 <표 1>의 값이 이동국으로 전송된다. 그러면 이동국은 수신한 RABlength와 시스템 시간을 고려하여 RAB를 수신하는 슬롯시간을 결정한다. 그리고 상기 결정된 슬롯 시간에 순방향 MAC채널의 RAB를 수신하게 된다.

[표 1]

Binary	Length(slots)
00	8
01	16
10	32
11	64

따라서 기지국은 상기 <수학식 1>의 시간에 맞추어 RAB를 전송하고, 이동국은 상기 <수학식 1>의 계산 결과에 따라 RAB를 수신하여 현재의 역방향 링크로 전송할 수 있는 데이터 전송률을 결정하게 된다. 이동국은 connection 연결 시 혹은 연결 중에 기지국으로부터 수신한 메시지에 정의된 persistence vector를 가지고 있다. 상기 persistence vector는 RAB가 '0'으로 세팅되어 데이터 전송률을 증가시키는 경우와 RAB가 '1'로 세팅되어 데이터 전송률을 감소시키는 경우로 정의되어 있다. 이동국은 RAB에 따른 persistence 값을 사용하여 persistence 테스트를 수행하며, 테스트에 성공한 경우에는 데이터 전송률을 2배 증가시키거나 반으로 감소시킨다. 그리고 이동국은 persistence 테스트에 실패한 경우에는 데이터 전송률을 유지한다. 이를 상술하면 RAB가 '0'이고 persistence 테스트에 성공하면 데이터 전송률을 2배 증가시키고, RAB가 '1'이고 persistence test에 성공하면 데이터 전송률을 반으로 감소시킨다. Persistence test는 임의의 수를 랜덤하게 생성하여, 이 수가 persistence vector에 정의된 값을 만족시키면 persistence test에 성공한 것으로 판단한다.

이러한 1xEVDO 시스템의 역방향 링크의 데이터 전송률 제어 방법은 시스템 측면에서는 단순한 대역폭의 제어 및 오버로드 제어가 가능하다. 그러나 이동국의 특성을 고려하지 않은 일괄적인 제어 방식으로서 자원의 효율적인 이용을 보장할 수 없다는 문제가 있다.

그러면 이를 도 1을 참조하여 1xEVDO 시스템에서 역방향 링크의 데이터 전송률이 제어되는 과정을 살펴본다. 도 1은 1xEVDO 시스템의 이동국에서 역방향 링크의 데이터 전송률의 제어 흐름도이다.

이동국은 10단계에서 최초 역방향 링크를 통해 초기 데이터 전송률(9Kbps)로 데이터를 전송한다. 그러면서 이동국은 12단계로 진행하여 순방향 MAC 채널을 감시한다. 순방향 MAC 채널을 감시하면서 14단계에서 RAB를 수신하면 16단계로 진행하여 현재의 데이터 전송률과 랜덤한 수(R)를 발생하고, 접속 확률에 따른 값(Pi)을 감시한다. 그런 후 18단계에서 수신된 RAB가 1인가를 검사하고, RAB가 1인 경우 22단계로 진행하고, RAB가 0인 경우 20단계로 진행한다. RAB가 0인 경우는 전송률을 증가하라는 명령이며, RAB가 1인 경우는 전송률을 감소하라는 명령이다.

이러한 조건에 따라 20단계 또는 22단계에서는 상기 16단계에서 발생한 랜덤한 수(R)가 접속 확률에 따른 값(Pi)보다 크지 않은 경우 persistence test가 성공한 경우이다. 따라서 RAB 값에 따라 24단계 또는 26단계에서 데이터 전송률을 1단계 증가시키거나 또는 감소시킨다. 그리고 이동국은 28단계로 진행하여 변경된 값을 적용하고 이를 역방향 링크의 전송률로 적용한다. 이때 현재 전송률이 RRL (ReverseRateLimit) 메시지에서 지시하는 전송률보다 낮은 경우 32슬롯(53.33ms)을 기다린 후 RRL 메시지에서 지시한 전송률로 역방향 데이터의 전송을 수행한다. 그러나, 현재의 전송률이 RRL 메시지에서 지시하는 경우보다 큰 경우, 이동국은 기지국으로부터 수신된 낮은 데이터로 즉시 전환하여 역방향 데이터의 전송을 수행한다.

또한 이동국은 역방향 링크의 전송률을 기지국으로 알리기 위해 하기 <표 2>에 도시된 바와 같이 RRI(Reverse Rate Indicator) 심볼을 생성하고 이를 기지국으로 알려준다. 이때 이동국이 기지국으로 알려주는 전송률은 하기 <표 2>에 도시된 바와 같이 0 / 9.6 / 19.2 / 38.4 / 76.8 / 153.6Kbps 전송률 중의 하나의 전송률로 역방향 링크가 설정된다.

[표 2]

Data Rate (Kbps)	RRI Symbol
0	000
9.6	001
19.2	010
38.4	011
76.8	100
153.6	101

또한 이동국의 역방향 링크의 데이터 전송률을 재설정하는 경우 기지국은 이동국으로 하기 <표 3>에 도시된 바와 같은 ReverseRateLimit message를 전송한다.

[표 3]

Field	Length(bits)
Message ID	8
29 occurrences of the following two fields	
RateLimitIncluded	1
RateLimit	0 or 4
Reserved	Variable

상기 <표 3>은 ReverseRateLimit 메시지의 구성도이다. 이동국은 상기 <표 3>의 메시지를 수신한 후, 자신에게 설정된 데이터 전송률과 현재의 데이터 전송률을 비교하여 전송할 데이터 전송률을 설정하게 된다.

상기의 메시지는 기지국에서 이동국으로 전송되는 메시지로서 역방향 링크의 데이터 전송률을 제어하기 위해서 사용된다. 메시지 내에 29개의 레코드가 삽입될 수 있으며, 각각의 레코드는 해당 MACIndex에 할당된 데이터 전송률을 나타낸다. MACIndex는 3번부터 32번까지 추가된다. 상기 <표 3>에서 'MessageID' 필드는 RRL 메시지의 ID를 나타내며 'RateLimitIncluded' 필드는 'RateLimit' 필드가 추가되어있는지 여부를 나타낸다. 즉, 필드가 추가되어 있으면 'RateLimitIncluded' 필드는 '1'로 세팅되고 그렇지 않으면 '0'으로 세팅된다. 'RateLimit' 필드는 기지국이 이동국에게 할당한 데이터 전송률을 나타내는 부분으로서 'RateLimitIncluded' 필드가 '1'로 세팅 되어있을 때에만 추가된다. 기지국은 4비트를 이용하여 다음과 같은 역방향 링크의 데이터 전송률을 이동국에게 할당할 수 있다.

0x0 0kbps

0x1 19.6 kbps

0x2 19.2 kbps

0x3 38.4 kbps

0x4 76.8 kbps

0x5 153.6 kbps

All other values are invalid.

상기의 메시지를 수신하여 이동국이 역방향 데이터를 전송하는 중에 이동국은 상기 도 1의 12단계에서와 같이 기지국으로부터 전송되는 순방향(Forward) MAC channel을 계속 감시한다. 특히, 이동국은 순방향 MAC channel을 통해서 전송되는 RAB(Reverse Activity Bit)을 감시하고, persistence test를 수행하여 현재 전송중인 역방향 데이터 전송률을 제어하게 된다.

도 2는 Active Set에 포함된 1xEVDO 섹터와 이동국간의 동작을 도시한 도면이다. 도 2에서 알 수 있듯이 connection이 열려있는 섹터 1과 이동국간에는 순방향 트래픽 채널, 역방향 트래픽 채널, 순방향 MAC 채널 및 역방향 MAC 채널이 할당되어 있으며, connection이 열려 있지 않은 섹터(2번 - 최대 6번)와 이동국간에는 순방향 트래픽 채널이 할당되어 있지 않다. 도 2에서 알 수 있듯이 이동국은 최대 6개의 Active Set을 유지할 수 있으며, 이동국은 Active Set에 포함된 모든 섹터들의 제어채널인 순방향 MAC 채널을 모니터링한다. 그리고 상기 순방향 MAC 채널 중 특히, RAB를 모니터링하여 역방향 데이터 전송률을 결정한다. 이동국은 현재의 Active Set에 포함된 기지국의 순방향 MAC channel중 RAB를 감시하여 Active Set에 포함된 섹터의 RAB가 최소 1개라도 '1'로 세팅되어있는 정보를 수신하게 되면, 역방향 데이터 전송률 감소를 위해 persistence test를 수행한다. 이동국은 connection 연결 시 혹은 연결 중에 기지국으로부터 수신한 메시지에 정의된 persistence vector를 가지고 있으며, persistence vector는 RAB가 '0'으로 세팅되어 데이터 전송률을 증가시키는 경우와 RAB가 '1'로 세팅되어 데이터 전송률을 감소시키는 경우에 대해 정의가 된다.

Persistence test는 도 1의 설명에서 전술한 바와 같이 임의의 수를 랜덤하게 생성하여, 이 수가 persistence vector에 정의된 값을 만족시키면 persistence test에 성공한 것으로 판단한다. 수신된 RAB가 최소 1개라도 '1'로 세팅되고, 이 persistence test에 성공한 경우에 현재 역방향 데이터 전송률을 반으로 감소한다. 그러나, persistence test에 실패한 경우에는 데이터 전송률을 유지한다. 이때 역방향 데이터 전송률이 최저 전송률보다 작아지게 되면, 역방향 데이터 전송률을 최저 전송률로 유지한다. 또한, Active Set에 포함된 섹터로부터 수신된 RAB가 모두 '0'으로 세팅되어있고, 상술한 바와 같은 persistence test를 수행하여 성공하였다면 현재 역방향 데이터 전송률을 2배로 증가시킨다. 그러나, persistence test에 실패한 경우에는 데이터 전송률을 유지한다. 이때 역방향 데이터 전송률이 최대 전송률보다 커지게 되면, 데이터 전송률을 최대 전송률로 유지한다. 또한, 전송 전력에 제한을 받는 단말이라면 현재의 데이터 전송률을 그대로 유지하여 데이터 전송을 수행한다. 이와 같이 데이터의 전송률을 2배 증가 또는 감소시키는 기능을 수행하는 RAB는 FAB와 함께 시분할다중화(Time multiplexing) 되어 공통채널(Common Channel)인 순방향 MAC channel을 통해서 이동국으로 전송되기 때문에 RAB는 모든 이동국에게 전송되고, 모든 이동국은 RAB의 명령에 따라서 일괄적으로 데이터 전송률을 증가 또는 감소시키기 위한 persistence test를 수행한다.

이와 같은 현재의 1xEVDO 시스템의 역방향 링크의 데이터 전송을 제어 방법은 기지국의 RAB에 따라 persistence test를 수행하여 확률적으로 데이터 전송률이 제어되므로, full utilization에 이르기까지 지연이 발생하는 문제가 있다. 또한 이동국의 특성을 고려하지 않은 일괄적인 제어 방식으로서 자원의 효율적인 이용을 보장할 수 없다. 그러므로, 이동국 단위의 데이터 전송을 제어할 수 있어야 하지만 그 경우 제어를 위한 오버헤드가 너무 커지기 때문에 오히려 성능을 저하시키는 문제가 발생한다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서 본 발명의 목적은 이동통신 시스템에서 역방향 링크의 데이터 전송률을 효율적으로 제어할 수 있는 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 데이터 전송이 가능한 이동통신 시스템에서 역방향 링크 전체 이용도(full utilization)를 빠른 시간에 도달할 수 있는 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 데이터 전송이 가능한 이동통신 시스템에서 이동국 단위로 역방향 링크의 데이터 전송률을 제어할 수 있는 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 이동국이 역방향 데이터의 전송률의 증가 및 감소 폭을 유동적으로 하여 기지국의 오버로드 제어를 효율적으로 수행하기 위한 방법을 제공함에 있다.

상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 방법은, 하나의 기지국에 의해 점유되는 영역 내에 위치하는 복수의 이동단말들 각각은 상기 기지국으로 전송할 수 있는 복수의 역방향 데이터 전송률들을 가지는 이동통신 시스템에서, 각 이동단말이 각각 역방향 데이터 전송을 수행할 때, 소정의 이동단말에서 현재의 역방향 데이터 전송률을 증가 또는 감소하는 방법으로서, 상기 기지국으로부터 상기 각 이동단말로 전송되는 파일럿 채널의 파일럿 전력의 일계 값을 나타내는 일계 정보를 수신하는 과정과, 상기 각 이동단말은 상기 파일럿 채널의 수신 파일럿 전력을 측정하는 과정과, 상기 각 이동단말이 상기 현재의 역방향 데이터 전송률을 증가 또는 감소할 경우 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 일계 값보다 클 때 상기 현재의 역방향 데이터 전송률을 2단계 증가 또는 1단계 감소하고 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 일계 값과 동일하거나 작을 때 상기 현재의 역방향 데이터 전송률을 1단계 증가 또는 2단계 감소하는 과정을 포함한다.

또한 역방향 데이터 전송률의 증가는 상기 이동단말의 활성 집합 내의 모든 기지국들로부터 역방향 데이터 전송률의 증가가 요구되는 경우이며, 역방향 데이터 전송률의 감소는 상기 이동단말의 활성 집합 내의 어느 한 기지국으로부터라도 역방향 데이터 전송률의 감소가 요구되는 경우이다.

그리고 상기 파일럿 채널의 수신 파일럿 전력의 측정은, 모든 활성 집합 내의 기지국으로부터 수신되는 파일럿 채널의 전력을 측정하고, 상기 측정된 파일럿 채널의 전력 중 최고의 전력을 가지는 값을 수신 파일럿 전력으로 설정하며, 상기 역방향 데이터 전송률의 증가 또는 감소는 퍼시스턴스 테스트가 성공한 경우에 수행한다.

상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 방법은, 하나의 기지국에 의해 점유되는 영역 내에 위치하는 복수의 이동단말들 각각은 상기 기지국으로 전송할 수 있는 복수의 역방향 데이터 전송률들을 가지는 이동통신 시스템에서, 복수의 이동단말이 역방향 데이터 전송을 수행할 때, 상기 이동단말들의 역방향 데이터 전송률의 제어 방법으로서, 이동통신 단말로부터 수신되는 역방향 전송을 지시자(RRI)를 검출하는 과정과, 상기 역방향 전송을 지시자 검출 시 역방향 링크의 부하 및 잔존 용량에 근거하여 역방향 활성 값을 설정하는 과정과, 상기 설정된 역방향 활성 값을 이동단말들로 전송하는 과정을 포함한다.

그리고, 상기 전송되는 역방향 활성 값은 각 이동단말들로 브로드캐스트 하여 전송한다.

발명의 구성 및 작용

이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명을 상세히 설명한다. 또한 본 발명에서 사용되는 용어 중 '순방향'이라 함은 기지국에서 이동국으로의 방향을 의미하며, '역방향'이라 함은 이동국에서 기지국으로의 방향을 의미한다. 또한 본 발명의 실시 예에서 1xEVDO 시스템의 역방향 링크를 실시 예로 설명하나, 이는 1xEVDOV 시스템에도 동일한 방법으로 적용될 수 있다.

본 발명은 이동통신 시스템의 역방향 링크의 데이터 전송률 제어 방법을 위한 이동국의 동작 알고리즘과 기지국의 동작 알고리즘, 그리고 이를 지원하기 위한 시스템의 메시지 구조 및 전송 정보로 구성된다.

본 발명은 RAB(Reverse Activity bit)과 PV(Persistence Value) test를 사용하는 기존의 1xEV-DO의 역방향 데이터 전송률 제어방법과 같이 RAB을 F-MAC 채널을 통해서 전체 이동국에게 방송(broadcasting)한다. 그러면 이동국은 Pilot 채널의 수신 전력의 기지국에서 전송한 일계(threshold) 값에 따라 각 이동국들이 특정 그룹으로 설정된다. 그리고 각 그룹에서 허용하는 범위 내에서 역방향 링크의 데이터 전송률을 개별적으로 제어하게 된다.

그러면 이를 좀 더 상세히 살펴본다. 역방향 링크의 데이터 전송률 제어 방법을 수행하기 위해서는 각 그룹을 나누기 위한 일계 전력(threshold power) 정보가 기지국에서 이동국으로 전송되어야 한다. 이와 같은 정보는 시그널링 메시지에 부가되거나 또는 물리계층의 심볼(symbol)로 구성되어질 수 있다. 상기 일계 전력(threshold power) 정보는 실제 값을 사용할 수 있다. 이와 다른 방법으로 모든 단말이 몇 개의 값을 저장하도록 하고, 기지국은 지시자(indicator)를 사용하여 이동국에게 알려 줄 수도 있다. 이 정보는 그룹을 새로 지정할 때, 또는 그룹 지정 조건을 변경할 때 기지국에서 이동국으로 전송된다. 또한 나누고자 하는 그룹의 개수에 따라 정보가 추가되거나 감소될 수 있다. 본 발명에서는 메시지를 이용하여 일계 전력(threshold power) 정보를 이동국으로 전송하는 경우를 하나의 실시 예로 설명한다. 하기 <표 4>는 이와 같은 일계 전력(threshold power) 정보를 전송하는 메시지를 일 예로 구성하였다.

[표 4]

Field	Length(bit)
Message ID	8
X occurrences of following fields	
Number of Threshold power level	3
One or more occurrences or the following field :	
Power Level	3
Power level + 1 occurrences of the following field :	
Rate_UP_DOWN	3

상기 <표 4>는 기지국에서 이동국으로 전송하는 메시지로서 임계 전력(threshold power) 정보와 데이터 전송률(dat a rate)을 증가 또는 감소시킬 때의 번이 값을 포함하고 있다. 상기 <표 4>와 같은 메시지는 1xEV- DO인 경우에는 F - MAC을 통해서 전달될 수 있다. 또한 1xEV- DO의 시스템이 아닌 다른 이동통신 시스템인 경우에는 기지국에서 이 동국으로 전송되는 전용채널 또는 공통채널로 전송될 수 있다. 공통채널로 전송되는 경우에는 모든 이동국이 동시에 수신하여 통작을 하게 되고, 전용채널로 전송되는 경우에는 이동국별로 통작하게 된다. 1xEV- DO와 같 이 F- MAC 채널로 전송되는 경우에는 셀 내에 존재하는 이동국의 수 또는 최대 수용할 수 있는 이동국의 수만큼의 레코드가 부 가되어 각각의 레코드를 구별할 수 있는 순방향 MACIndex를 통해서 이동국으로 전송된다.

상기 <표4>에서 Number of Threshold power level, Power level 및 Rate_UP_DOWN 필드는 셀 내의 이동국의 수 또는 최대 수용 가능한 이동국의 수만큼 나타나는 필드이다. 따라서 이동국을 개별적으로 제어하는 경우에는 이동국 의 수만큼 부가되고 각기 다른 MACIndex를 사용하여 전송된다. 이와 달리 모든 이동국이 하나의 값을 공통적으로 사 용하는 경우에는 각각 한 개씩의 필드만 존재하게 된다. 이와 같이 하나의 값을 공통으로 사용하는 경우에는 X occur rences of following fields 에서 'X' 값은 1이 된다.

또한 상기 <표 4>에서 Number of Threshold power level은 이동국에서 수신하는 기지국의 pilot power에 따라서 역방향 링크의 데이터 전송률을 그룹화하기 위한 것으로서 이 필드의 값에 따라서 그룹의 수가 결정된다. 즉, Numbe r of Threshold power level 필드가 3이면 이동국이 속하게 될 그룹의 수는 3개가 된다. Power level 필드는 그룹을 나누기 위한 실제 power 값으로서 기지국에서 특정한 power 값을 직접 이동국으로 전송하도록 구성할 수도 있다. 이와 다른 방법으로 사전에 이동국과 기지국간에 power level을 할당하고, 기지국에서 이동국으로 지시자(indicator) 를 전송하여 특정한 power level을 알려줄 수도 있다. 설정된 power level의 수에 따라서 이동국이 실제 데이터 전송 률을 증가시키거나 감소시키기 위한 번이를 나타내는 부분이 Rate_UP_DOWN 필드이다. 이 필드는 power level의 수보다 1만큼 많다. 예를 들어 Power level 필드가 3이면 Rate_UP_DOWN 필드는 4개가 메시지에 나타나게 되고, 각각의 그룹에서 증가 또는 감소시켜야 하는 전송률의 번이를 나타낸다.

하기 <표 5>는 2개의 이동국이 개별제어를 받는 경우에 기지국으로부터 전송되는 메시지의 구조를 예시하였다.

[표 5]

Field	Length(bit)
Message ID	8
X(2) occurrences of following fields	
Number of Threshold power level	3(001)
Power Level	3(000)
Power Level	3(001)
Rate_UP_DOWN	3(000)
Rate_UP_DOWN	3(001)
Rate_UP_DOWN	3(010)

상기 <표 5>는 2개의 이동국을 제어하기 위한 경우 메시지의 구성 예를 도시하고 있다. 따라서 상기 <표 5>의 X(2) o occurrences of following fields는 2개의 이동국이 개별 제어되는 경우임을 나타낸다. 그리고 Number of Threshold power level은 2개의 power level을 의미하며, 2개의 power level은 첫 번째와 두 번째의 power lever을 의미한다. 그리고 3개의 Rate_UP_DOWN 중 첫 번째는 첫 번째 power level 이하에서의 UP_DOWN의 번이를 나타낸다. 이를 실 예를 들어 설명하면 1배의 증감이 될 수 있다. 그리고 두 번째 Rate_UP_DOWN은 첫 번째 power의 level과 두 번째 power의 레벨 사이에서의 UP_DOWN의 번이를 의미한다. 이를 실 예를 들어 설명하면 2배의 증감이 될 수 있다. 그리고 마지막 Rate_UP_DOWN은 두 번째 power level 이상에서의 UP_DOWN의 번이를 나타낸다. 이를 실 예를 들어 설명하면 3배 증 감이 될 수 있다.

또한 상기 <표 5>에서 Rate_UP_DOWN의 필드는 3비트로 구성된다. 그리고 각각의 심볼 값에 대한 데이터 전송률의 증가 또는 감소 및 유지 등은 셀의 상황과 셀 내에서 서비스 받는 이동국의 특성 또는 서비스의 특성 등에 따른 구현 상의 문제로서 본 발명에서는 구체적인 값을 제시하지는 않는다.

한편 상기 <표 4>에서 나타난 메시지는 호의 설정 시 또는 호가 이루어져 트래픽 데이터가 송신되는 중에 기지국으로 부터 이동국으로 전송될 수 있다. 본 발명에서는 상기 <표 4>와 같은 메시지가 전송되는 시점은 별도로 설명하지 않는다. 단지 이동국이 상기와 같은 메시지를 수신한 후, 기지국의 pilot를 측정하여 동작하는 과정만을 설명한다.

[표 6]

Field	Length(bit)
Message ID	8
X occurrences of following fields	
Number of Threshold power level	3
One or more occurrences or the following field :	
Power Level	3
Power level + 1 occurrences of the following field :	
Transition009k6_019k2	8
Transition019k2_038k4	8
Transition038k4_076k8	8
Transition076k8_153k6	8
Transition019k2_009k6	8
Transition038k4_019k2	8
Transition076k8_038k4	8
Transition153k6_076k8	8

상기 <표 6>은 기지국에서 이동국으로 전송하는 메시지로서 임계 전력(threshold power) 정보와 데이터 전송률(data rate)을 증가 또는 감소시킬 때 persistence test를 하기 위한 PV 값을 포함하고 있다. 즉 본 발명의 실시 예에서 는 기지국이 단말에게 PV값을 동적으로(dynamic)하게 할당하는 방법에 대하여 개시한다.

상기 <표 6>와 같은 메시지 또한 상기 <표 4>와 같이 기지국에서 이동국으로 전송되는 전용채널 또는 공통채널로 전송될 수 있다. 공통채널로 전송되는 경우에는 모든 이동국이 동시에 수신하여 동작을 하게 하고, 전용 채널로 전송되는 경우에는 이동국별로 동작하게 된다.

상기 <표 6>에서 Number of Threshold power level, Power level 및 Rate_UP_DOWN 필드는 셀 내의 이동국의 수 또는 최대 수용 가능한 이동국의 수만큼 나타나는 필드이다. 따라서 이동국을 개별적으로 제어하는 경우에는 이동국의 수만큼 부가되고 각기 다른 MACIndex를 사용하여 전송된다. 이와 달리 모든 이동국이 하나의 값을 공통적으로 사용하는 경우에는 각각 한 개씩의 필드만 존재하게 된다.

또한 상기 <표 6>에서 Number of Threshold power level은 이동국에서 수신하는 순방향 채널의 power, 일반적으로 순방향 pilot power에 따라서 그룹의 수가 결정된다. 즉, Number of Threshold power level 필드가 3이면 이동국이 속하게 될 그룹의 수는 3개가 된다. Power level 필드는 그룹을 나누기 위한 실제 전력 임계(power threshold) 값으로서 기지국에서 특정한 power 값을 직접 이동국으로 전송하도록 구성할 수도 있다. 이와 다른 방법으로 사전에 이동국과 기지국간에 power level을 할당하고, 기지국에서 이동국으로 지시자(indicator)를 전송하여 특정한 power level을 알려줄 수도 있다. 설정된 Power Level의 수에 따라서 각 rate간 전이를 위한 PV 값을 포함하게 된다. 예를 들어 Power Level 필드의 값이 3개 지이면 각 rate간 전이를 위한 PV 값을 갖는 집합들은 모두 4개가 된다.

도 3은 본 발명의 일 실시 예에 따른 시스템의 기지국에서 역방향 링크의 데이터 전송률의 제어시의 흐름도이다. 이하 도 3을 참조하여 본 발명에 따른 시스템에서 역방향 링크의 전송률을 제어하는 과정을 상세히 설명한다. 또한 도 3의 설명 시에 모든 단말을 위치에 따라 2개의 그룹으로 나누어 제어하는 실시 예에 대하여 설명한다.

기지국은 100단계에서 자신의 셀에 파일럿(pilot) 채널을 방송하여 자신의 셀 영역을 나타낸다. 이때 이동국이 기지국으로 connection open을 위한 request메시지를 전송하면, 기지국은 102단계에서 이동국을 acquisition하고 connection을 설정한다. Connection의 설정이 완료되면 각 이동국들은 기지국과 패킷 데이터를 송신 및 수신할 수 있게 된다.

이와 같이 connection이 설정된 경우 각 이동국들은 RRI symbol을 기지국으로 보내 자신의 역방향 데이터 전송률을 알려준다. 도 3에 따른 본 발명에서는 현재 1xEV-DV 기술로 논의되고 있는 기술을 하나의 실시 예로 설명한다. 1xEV-DV 시스템에서 항상 이와 같은 방법이 사용되는 것은 아니며, 이동국에서 기지국으로 역방향 데이터 전송률을 알려줄 필요가 있을 때, 전송되는 채널 또는 심볼을 통해서 역방향 링크의 전송률을 통보할 수 있다. 또한 이와 다르게 항상 역방향 데이터 전송률을 알리도록 구성할 수도 있다.

한편 기지국은 104단계에서 기지국은 RRI symbol을 monitoring하여 현재 자신의 시스템 용량과 역방향 링크의 로드(load) 상태를 검사한다. 그리고 기지국은 자신의 시스템 용량 및 역방향 링크의 로드 상태를 고려하여 106단계에서 RAB bit를 설정한다. 그런 후 기지국은 108단계에서 설정한 RAB bit를 순방향 맥(F-MAC) 채널을 통해 셀 내에 방송한다. 그리고 일정 시간이 지난 후 다시 104단계에서 단말기에서 RRI symbol을 검출한다. 기지국에서는 상술한 바와 같은 동작을 반복하여 이동국의 역방향 데이터 전송률을 제어한다.

도 4는 본 발명의 제1실시 예에 따른 시스템의 이동국에서 역방향 링크의 데이터 전송률 제어를 위한 흐름도이다. 그러면 도 4를 참조하여 본 발명의 제1실시 예에 따라 이동국에서 역방향 링크의 데이터 전송률을 제어하는 과정을 상세히 살펴본다.

이동국은 200단계에서 이동국은 pilot 채널을 계속 감시한다. 특히 이동국은 호 설정 시 또는 호가 설정되어 있는 경우 수신한 전력 임계(power threshold) 값과 pilot 채널의 power를 계속 비교하여 자신의 그룹을 확인한다. 이러한 확인을 통해 이동국은 202단계에서 자신이 속한 그룹에서 허용할 수 있는 데이터 전송률의 변이를 메모리에 저장한다. 그런 후 204단계에서 이동국은 역방향 링크를 통해 기지국으로 connection open을 위한 request메시지를 전송한다. 이에 따라 기지국에서 connection을 설정하게 된다. Connection이 설정되면 이동국은 206단계에서 초기 값으로 설정된 9.6 Kbps의 전송률로 최초의 역방향 링크 액세스를 수행한다. 이동국은 9.6 kbps의 역방향 링크를 설정한 후, 데이터를 계속 전송한다. 현재 1xEV-DO에 있는 초기 전송률을 9.6Kbps로 제한하고 있으나, 각 이동통신 시스템에 따라서 역방향 링크의 초기 전송률이 바뀔 수 있다. 도 4의 설명에 따른 본 발명의 실시 예에서는 1xEV-DO기술을 기준으로 설명한다. 이는 이해의 편의를 도모하기 위함이다. 즉, 1xEV-DV 기술은 물론 기지 시스템에서도 이와 동일한 방법을 사용할 수 있음은 물론이다.

이동국은 208단계에서 역방향 링크로 데이터를 전송하는 중에 F-MAC 채널을 계속 감시한다. 특히, 역방향 링크의 혼잡도를 지시하는 RAB을 감시하여 데이터 전송률을 조절하게 된다. 또한 이동국은 active set을 기지국에서 제공한 수신을 유지할 수 있다. Active set은 현재 이동국을 서비스하고 있는 섹터(Sector)의 pilot의 수에 따라 결정된다. 즉, 이동국과 기지국의 connection이 열리면, active set내에서 connection이 열린 기지국(들)은 이동국에게 순방향 트래픽 채널, 순방향 맥 채널, 역방향 트래픽 채널 및 역방향 전력제어 채널을 할당하게 된다. 그러나, connection이 열리지 않은 기지국들과는 이동국과 순방향 트래픽 채널이 할당되지 않는다. 따라서 이동국은 connection이 열리지 않은 active set 내의 기지국 섹터들에 대하여는 제어채널만을 감시하게 된다.

이동국은 208단계에서 RAB을 감지하면 210단계로 진행하여 RAB 값과 그때의 F-MAC 채널 수신 전력(P_r)을 저장한다. 상기 순방향 맥(F-MAC) 채널은 active set마다 수신되므로 모든 active set으로부터 수신된 F-MAC 채널의 수신 전력(P_r)들의 값 중 가장 큰 값을 선택하여 저장한다. 그리고 이동국은 212단계로 진행하여 기지국으로부터 수신한 PV값과 비교하기 위하여 랜덤 값(R)을 발생시킨다. 그리고 상기 랜덤 값(R)과 P_r 값, 즉 기지국으로부터 수신한 PV 값을 이용하여 persistence test를 수행하여 역방향 링크 전송률의 증가 또는 감소를 결정한다.

이동국은 214단계에서 수신된 RAB가 1로 셋팅되어 있는가를 검사한다. 이동국은 active set 중에서 최소 한 개의 섹터의 제어채널 즉, F- MAC 채널의 RAB가 '1'로 셋팅되어 있으면 216단계로 진행하여 persistence test를 수행한다. Persistence test는 R값과 P값을 비교하는 과정을 수행하는 것으로서 216단계에서 R이 P보다 크면 이동국은 현재의 전송률을 그대로 유지한다. 따라서 이러한 경우 이동국은 216단계에서 224단계로 진행하여 현재의 전송률로 역방향 링크를 통해 패킷을 전송한다. 그리고 이동국은 다시 208단계로 돌아가서 F- MAC 채널을 감시하게 된다.

그러나, 216단계에서 R이 P보다 작으면 이동국은 218단계로 진행하여 상기 210단계에서 저장한 pilot 채널 수신 전력 P_r 을 상기 202단계에서 저장한 P_{th} 값과 비교한다. P_r 이 P_{th} 보다 크면 이동국이 기지국 근처에 위치하는 그룹 또는 기지국의 pilot power를 최적의 조건에서 수신하는 그룹(그룹1)에 속하는 것이므로 222단계로 진행하여 현재의 데이터 전송률을 한 단계 감소시킨다. 그리고 이동국은 224단계로 진행하여 감소된 데이터 전송률로 역방향 링크의 데이터 전송을 시작한다. 이때 현재의 데이터 전송률이 가장 낮은 단계이던 현재의 전송률을 유지한다.

반면에 P_r 이 P_{th} 보다 작거나 같으면 이동국이 기지국 외곽 또는 기지국의 pilot power를 최적의 조건에서 수신하지 못하는 그룹(그룹2)에 속하는 것이므로 220단계로 진행하여 현재의 데이터 전송률을 두 단계 감소시키고 224단계에서 감소된 데이터 전송률로 역방향 링크의 데이터 전송을 시작한다. 이때에도 현재의 데이터 전송률이 가장 낮은 단계이던 현재의 전송률을 유지하고, 내릴 수 있는 단계가 한 단계밖에 없으면 한 단계 감소시킨다. 도 4에서 제시하는 단계 조정 폭은 하나의 실시 예로서 설정하는 값에 따라 달라질 수 있으며 상기 <표 4>에서 나타난 메시지의 필드 값에 따라서 역방향 링크의 전송률의 증감의 변이를 결정할 수 있다.

한편 상기 214단계에서 RAB가 1인 아닌 경우 즉, active set 내의 모든 기지국 또는 섹터에서 RAB를 0으로 설정하여 전송하는 경우에는 226단계로 진행한다. 기존의 1XEV- DO 시스템에서는 RAB가 0이 되면 현재 이동국의 송신 전력과 최대 전송률을 고려하여 일률적으로 전송률을 한 단계 올리는 동작을 수행한다. 그러나, 본 발명에서는 그룹에 따라 한 단계 이상의 전송률 증가를 제공할 수 있다. 이동국은 226단계단계로 진행하면, persistence test를 수행한다. 상기 persistence test는 상기 212단계에서 발생한 R이 P보다 크면 현재의 전송률을 그대로 유지한다. 따라서 이동국은 224단계로 진행하여 현재 설정된 전송률로 역방향 채널을 통해 패킷 데이터를 전송하고 208단계로 돌아가서 F- MAC 채널을 감시하게 된다.

반면에 R이 P보다 작으면 이동국은 228단계로 이동하여 상기 210단계에서 저장한 pilot 채널 수신 전력 P_r 과 상기 202단계에서 결정된 P_{th} 값을 비교한다. P_r 이 P_{th} 보다 크면 이동국이 그룹 1에 속하는 것이므로 230단계로 진행하여 현재의 데이터 전송률을 두 단계 증가시키고, 224단계로 가서 증가된 데이터 전송률로 역방향 링크의 데이터 전송을 시작한다. 이때 현재의 데이터 전송률이 가장 높은 단계이던 현재의 전송률을 유지하고, 올릴 수 있는 단계가 한 단계밖에 없으면 한 단계만 증가시킨다.

이와 달리 상기 228단계의 검사결과 P_r 이 P_{th} 보다 작거나 같으면, 이동국이 그룹 2에 속하는 것이므로 232단계로 진행하여 현재의 데이터 전송률을 한 단계 증가시키고 224단계에서 증가된 데이터 전송률로 역방향 링크의 데이터 전송을 시작한다. 이때에도 현재의 데이터 전송률이 가장 높은 단계이던 현재의 전송률을 유지한다.

이상에서 상술한 도 4의 설명에서 예시한 단계 및 그에 대한 조정 폭은 이미 상술한 바와 같이 하나의 실시 예로서 설정하는 값에 따라 달라질 수 있다. 또한, 단계에서는 각각의 그룹별로 PV값을 다르게 설정할 수 있으며 이와 같은 그룹별 PV값은 기지국에서 이동국에게 PV값을 전송하는 메시지에 부가되어 전송될 수 있다. 이와 같은 PV 값은 호 설정 중 또는 호 진행 과정 중에 기지국으로부터 전송되어 질 수 있으며 또한, 셀 내의 이동국에게 공통적으로 또는 개별적으로 전송할 수 있다. PV값을 전송하는 과정은 본 발명에서 설명하지 않는다.

본 발명에서 제시하는 실시 예 이외의 다른 구현 방법도 존재할 수 있으나 기본적으로 설정하는 값만 다를 뿐 수행과정은 모두 동일하게 구현될 것이다. 이와 같은 방법을 이용하여 이동국의 위치에 따라 선별적인 역방향 링크의 데이터 전송률을 제어할 수 있으며 이를 통해 효율적인 자원의 활용을 제공할 수 있다.

도 5a 내지 도 5b는 본 발명에 적용되는 기지국의 내부 블록 구성도이다. 도 5a 내지 도 5b에서는 본 발명의 실시예에 필요한 부분만을 도면으로 도시하였다. 이하 도 5a 내지 도 5b를 참조하여 본 발명에 따른 기지국의 내부 구성 및 동작에 대하여 상세히 설명한다.

먼저 도 5a를 참조하여 기지국 수신부의 구성을 살펴본다. 기지국은 이동국들로부터 Air를 통해 전송되어 온 RRI를 무선 수신부(301)를 통해 수신한다. 이때 수신되는 신호는 RRI 신호뿐만 아니라 Air 상으로 전송되어 온 모든 신호가 된다. 상기 무선 수신부(301)는 상기 수신된 신호를 기저 대역 신호로 변환한 후 이를 제어 신호 검출부(303)와 역방향 링크 용량 측정부(306)로 출력한다. 그러면 상기 제어 신호 검출부(303)는 기저 대역 신호로 변환된 신호 중 제어 신호를 검출하며, 상기 검출된 제어 신호를 계산부(309)로 출력한다. 또한 역방향 링크 용량 측정부(306)는 수신된 신호로부터 역방향 링크의 용량을 검출한다. 즉, 시스템의 부하 상태를 검출한다. 이는 역방향 링크에서 수신되는 Rse over Thermal을 측정함으로써 역방향 링크의 여유 용량을 검출할 수 있다.

이와 같이 수신되어 제어 신호 검출부(303)와 역방향 링크 용량 측정부(306)에서 처리된 값들은 계산부(309)로 입력된다. 상기 계산부(309)는 시스템의 부하 상태를 수치적으로 계산한다. 그리고 상기 계산된 결과를 수신 제어부(311)로 출력한다. 이를 통해 상기 수신 제어부(311)는 이동국들에게 전송할 제어 신호(RAB)의 값을 결정한다. 즉, 상기 수신 제어부(311)는 일계 전력 정보와 데이터 전송률의 증가의 변이 값의 변화를 검사하여 이를 결정한다. 수신 제어부(311)가 사용하는 메모리(313)에는 기지국에 대한 정보, 각 이동국별로 설정된 순방향 및 역방향 전송률 등의 정보 및 이전에 송출한 제어 정보 등이 저장된다.

그러면 도 5b를 참조하여 송신 과정 및 송신 블록들을 설명한다. 기지국의 송신 제어부(315)에서는 상기 수신 제어부(311)에서 결정된 제어 신호(RAB)의 생성 여부를 확인하고, 상기 결정된 제어 신호(RAB)와 그 값을 제어 신호 생성부(319)로 보낸다. 또한 송신 제어부(315)는 단말로 송신할 메시지의 생성 여부와 이동국으로 전송할 정보들을 메시지 생성부(321)로 보내게 된다. 이에 따라 제어 신호 생성부(319)는 상기 송신 제어부(315)로부터 수신된 신호에 의거하여 이동국으로 송신할 형태의 제어 신호를 생성하고 이를 물리적 제어 신호 생성부(323)로 출력한다. 그러면 물리적 제어 신호 생성부(323)는 송신할 제어신호를 물리적인 신호로 변환한 후 무선 송신부(327)로 출력한다. 따라서 무선 송신부(327)는 상기 물리적 제어신호 생성부(323)로부터 수신된 물리적 제어 신호를 송신 대역의 신호로 변환하여 송신할 특정 채널을 통해 각 이동국들에 전송한다.

한편 송신 제어부(315)에서 사용자에게 전달할 메시지 여부를 상기 메시지 생성부(321)로 전달하면, 메시지 생성부(321)는 사용자에게 전달할 메시지들을 사용자별로 구별하여 메시지를 생성하고 이를 물리적 메시지 신호 생성부(325)로 출력한다. 그러면 상기 물리적 메시지 신호 생성부(325)는 상기 사용자에게 전달할 메시지를 물리적 메시지 신호로 변환하여 무선 송신부(327)를 통해 송신할 대역의 신호로 변환한 후 실제 각 이동국들로 전송된다. 메모리(317)는 송신 제어부(315)에서 수행할 제어 메시지들을 저장하며, 송신할 메시지 및 각종 제어 메시지들을 임시로 저장하도록 할 수 있다.

상술한 도 5에서 송신 제어부(315)와 수신 제어부(311)는 하나의 마이크로 프로세서로 구성할 수 있으며, 이는 설명의 편의를 위해 각각 분리하여 도시하였다. 또한 수신 블록을 도시한 도 5a에 도시된 메모리(313)와 송신 블록을 도시한 도 5b에 도시된 메모리(317) 또한 하나의 메모리로 구성할 수 있다.

도 6a 내지 도 6b는 본 발명이 적용되는 무선 단말기의 내부 블록 구성도이다. 도 6a 내지 도 6b에서는 본 발명의 실시예에 필요한 부분만을 도면으로 도시하였다. 이하 도 6a 내지 도 6b를 참조하여 본 발명에 따른 기지국의 내부 구성 및 동작에 대하여 상세히 설명한다.

이동국은 기지국으로부터 전송되어 온 메시지와 제어 신호(RAB)를 수신한다. 이는 무선 수신부(401)에서 Air 상으로 수신된 메시지를 베이스 밴드 신호로 하향 변환한다. 상기 하향 변환된 신호는 전송되어 온 채널에 따라 메시지는 메시지 수신부(403)로, 제어 신호는 메시지 수신부(405)로, 전력 검출을 위한 신호 즉, pilot 신호는 수신 전력 검출부(407)로 입력된다. 상기 메시지 수신부(403)는 수신된 메시지의 복호 처리를 수행하여 수신 제어부(411)로 출력한다. 그리고 상기 제어 신호 수신부(405)는 하향 변환된 신호에서 제어 신호를 추출하여 이를 수신 제어부(411)로 출력한다. 이때 추출되는 제어 신호에는 RAB 신호가 포함된다. 상기 메시지 수신부(403)와 상기 제어 신호 수신부(405)에서 추출된 신호는 수신 제어부(411)에서 역방향 링크의 전송율을 조절하기 위한 정보로 사용된다. 또한 수신 전력 검출부(407)는 수신된 신호로부터 수신 전력을 검사한 후 검사된 수신 전력 데이터를 수신 제어부(411)로 출력한다. 즉, 수신 전력 검출부(407)는 기지국으로부터 전송되어 온 pilot 신호의 크기를 검출하여 이 값을 수신 제어부(411)로 보낸다.

상기 수신 제어부(411)는 기지국으로부터 전송되어 온 메시지에 따라 자신이 가지고 있는 제어 정보 테이블을 검색한다. 상기 제어 정보 테이블은 메모리(409)에 구비된다. 또한 상기 수신 제어부(411)는 수신전력 검출부(407)에서 전달된 기지국의 pilot 신호의 수신 크기에 따라 제어 정보 테이블을 참조하여 그들을 검사한다. 또한 수신 제어부(411)는 현재 역방향 데이터 전송률에 따라 제어 정보 테이블에서 얻어진 확률 값과 랜덤수 발생부(413)로부터 구한 랜덤수 비교하여 역방향 데이터 전송률의 증가 여부 및 그 변이 값을 구한다. 상기 메모리(409)에는 기지국으로부터 전송되어 온 메시지에 따라 구성되는 제어 정보 테이블을 저장하고, 현재의 역방향 데이터 전송률 등에 대한 정보가 저장된다.

다음으로 도 6b에 도시된 이동국의 송신부 블록 구성을 참조하여 본 발명에 따른 이동국의 송신부의 구성 및 동작을 상세히 설명한다. 또한 상기 도 5a 내지 도 5b에서와 같이 수신 제어부(411)와 송신 제어부(421)는 하나의 마이크로 프로세서로 구성할 수 있다. 이를 달리 표현한 것은 설명의 편의를 위함이다. 또한 메모리도 하나의 메모리로 구성할 수 있음은 물론이다.

이동국의 송신 제어부(421)는 수신 제어부(411)에서 구한 역방향 데이터 전송률의 변이에 대한 정보를 수신한다. 그러면 송신 제어부(421)는 상기 역방향 데이터 전송률 변이에 대한 정보에 따라 데이터 전송을 조절부(425)와 제어 신호 생성부(427)를 제어하여 데이터 전송률을 변경하거나 유지하도록 제어하며, 그에 따라 기지국으로 전송할 제어

신호의 생성을 제어한다. 이에 따라 데이터 전송을 조절부(425)는 실제 전송되는 역방향 데이터의 전송율을 조절하며, 제어 신호 생성부(427)는 제어 신호(RRI)를 생성하여 물리적 제어 신호 생성부(429)로 출력한다. 그러면 물리적 제어 신호 생성부(429)는 수신된 제어 신호를 물리적 신호로 변환한다. 그리고 상기 물리적으로 변환된 제어 신호는 무선 송신부(431)를 통해 역방향 채널을 통해 기지국으로 전송한다.

도 7은 본 발명의 제2실시 예에 따른 시스템의 이동국에서 역방향 링크의 데이터 전송을 제어 위한 흐름도이다. 상기 제2 실시 예에서는 파일럿의 세기에 따라 단말기를 특징그룹으로 나누며, 상기 특징그룹의 특성에 따라 PV값을 동적으로 할당하여 효율적인 데이터 전송률을 결정하는데 그 특징이 있다.

이하 도 7을 참조하여 본 발명의 제2실시 예에 따른 시스템의 이동국에서 역방향 링크의 데이터 전송을 제어 위한 과정을 상세히 설명한다.

본 실시 예에서는 전력 레벨(Power Level)을 하나만 설정한 경우로 전력 레벨(Power Level) 값(P_{th})을 기준으로 각각의 데이터 전송율과 UP/DOWN에 따른 PV 값을 2개씩 가지고 있다. 이동국은 500단계에서 이동국은 pilot 채널을 계속 감시한다. 특히 이동국은 호 설정 시 또는 호가 설정되어 있는 경우 수신한 전력 임계(power threshold) 값과 pilot 채널의 전력(power)을 계속 비교하여 자신의 그룹을 확인한다. 이러한 확인을 통해 이동국은 502단계에서 자신이 속한 그룹에서 허용할 수 있는 데이터 전송률에 따른 PV 값을 기지국으로부터 전송 받아 메모리에 저장한다. 그런 후 이동국은 기지국으로 connection open을 설정하고, connection이 설정되면 이동국은 504단계에서 초기 값으로 설정된 9.6kbps의 전송률로 최초의 역방향 링크 역세율을 수행한다. 이동국은 9.6kbps의 역방향 링크를 설정한 후 데이터를 계속 전송한다. 현재 1xEV-DO에서는 초기 전송률을 9.6kbps로 제한하고 있으나, 각 이동통신 시스템에 따라서 역방향 링크의 초기 전송률이 바뀔 수 있다. 본 실시 예를 설명함에 있어서 이해의 편의를 돕기 위해 1xEV-DO 기밀을 기준으로 설명한다.

이동국은 상기 506단계에서 역방향 링크로 데이터를 전송하는 중에 F-MAC 채널을 계속 감시한다. 특히, 역방향 링크의 혼잡도를 지시하는 역방향 활성 비트(RAB)를 감시하여 데이터 전송률을 조절하게 된다. 또한 이동국은 역방향 활성비트를 기지국에서 제공하는 active set의 수 만큼을 수신할 수 있다. Active set 내의 기지국을 또는 섹터를 중첩된 이동국을 서비스하고 있는 섹터(sector)의 pilot 또는 기지국과 이동국간 connection이 열리면, active set 내의 기지국(들)은 이동국에게 송방향 트래픽 채널, 역방향 트래픽 채널 및 역방향 전력제어 채널을 할당하게 된다. 그러나, connection이 열리지 않은 경우에는 이동국은 섹터들의 제어채널만을 감시하게 된다.

이동국은 508단계에서 역방향 활성비트(RAB)를 감지하면 510단계로 진행하여 상기 수신한 역방향 활성 비트(RAB) 값이 1로 세트되어 있는가를 검사한다. 이동국은 active set 중에서 최소 한 개의 제어채널 즉, F-MAC 채널의 RAB가 '1'로 세트되어 있으면 542단계로 진행하고, 그렇지 않은 경우에는 522단계로 진행한다. 522단계와 242단계에서는 각각 여러 active set 중에서 현재의 F-MAC 채널 수신 전력 중 가장 큰 값을 선택하여 P_r 에 저장한다. 그리고, 채널 수신 전력 P_r 과 상기 502단계에서 저장한 P_{th} 값을 비교한다. 522단계에서 P_r 이 P_{th} 보다 크면 이동국이 기지국 근처에 위치하는 그룹 또는 기지국의 pilot power를 최적의 조건에서 수신하는 그룹(그룹 1)에 속하는 것이므로 524단계로 진행하여 현재의 데이터 전송률에 따라서 PV값을 선택한다. 그리고 이동국은 524단계로 진행하여 $P_U(r, 1)$ 을 설정한다. 상기 $P_U(r, 1)$ 은 그룹 1에 속하는 이동국의 데이터 전송률이 r 인 경우, 데이터 전송률을 올리기 위한 PV 값을 나타낸다. 이 같은 상기 502단계에서 수신한 메시지에 포함된 값이거나 이동국의 메모리에 가 설정된 값일 수 있다.

반면에 P_r 이 P_{th} 보다 크기 않으면, 이동국이 기지국 외곽 또는 기지국의 pilot power를 최적의 조건에서 수신하지 못하는 그룹(그룹 2)에 속하는 것이므로 526단계로 진행하여 현재의 데이터 전송률에 따라서 PV값을 선택한다. 그리고 이동국은 226단계로 진행하여 $P_U(r, 2)$ 를 설정한다. 여기서 $P_U(r, 2)$ 은 그룹 2에 속하는 이동국의 데이터 전송률이 r 인 경우, 데이터 전송률을 올리기 위한 PV 값을 나타낸다. 524단계 또는 526단계에서 PV값을 선택하게 되면 이동국은 528단계로 진행하여 PV 테스트를 위한 랜덤 값(R)을 발생시킨다.

그리고, 이동국은 530단계로 진행하여 persistence test를 수행한다. 이때 상기 persistence test가 성공하면, 데이터 전송률을 한 단계 증가시키고, 실패하면, 현재의 전송률을 유지한다. 그리고, 이동국은 560단계로 진행하여 변경된 데이터 전송률로 역방향 트래픽 채널을 통해 데이터를 전송한다.

한편 상기 510단계에서 역방향 활성 비트(RAB)가 '1'로 세트되어 있는 경우에는 이동국은 542단계로 진행하여 채널 수신 전력 P_r 과 P_{th} 값을 비교한다. 이동국은 542단계에서 P_r 이 P_{th} 보다 크면 이동국이 그룹 1에 속하는 것이므로 544단계로 진행하여 현재의 데이터 전송률에 따라서 PV값을 선택한다. 즉, 이동국은 544단계에서 $P_D(r, 1)$ 를 설정한다. 여기서 $P_D(r, 1)$ 은 그룹 1에 속하는 이동국의 데이터 전송률이 r 인 경우, 데이터 전송률을 내리기 위한 PV 값을 나타낸다. 그러나, P_r 이 P_{th} 보다 작으면 이동국은 그룹 2에 속하는 것이므로 546단계로 진행하여 현재의 데이터 전송률에 따라서 PV값을 선택한다. 그리고 이동국은 546단계에서 $P_D(r, 2)$ 를 설정한다. 여기서 상기 $P_D(r, 2)$ 은 그룹 2에 속하는 이동국의 데이터 전송률이 r 인 경우, 데이터 전송률을 내리기 위한 PV 값을 나타낸다.

상술한 544단계 또는 546단계에서 PV값을 선택하면 이동국은 548단계로 진행하여 PV 테스트를 위한 랜덤 값(R)을 발생시킨다. 그리고, 이동국은 550단계로 진행하여 persistence test를 수행한다. 상기 persistence test가 성공하면, 이동국은 데이터 전송률을 한 단계 감소시킨다. 반면에 상기 persistence test가 실패하면, 이동국은 현재의 전송률을 유지한다. 그리고, 560단계로 진행하여 변경된 데이터 전송률로 역방향 데이터를 전송한다.

상술한 바와 같이 본 발명에서는 이동국 수신 전력을 이용하여 이동국을 그 위치에 따라 그룹으로 구분하는 방법에 대하여 설명하였다. 또한 상기한 방법으로 나누어진 그룹별로 데이터 전송률을 다르게 제어하는 방법을 설명하였다.

발명의 효과

상기한 방법들을 이용하는 경우 이동통신 시스템의 역방향 링크의 데이터 전송률을 빠르게 full utilization에 이를 수 있으며, 오버헤드를 증가시키지 않고도 효율적으로 역방향 링크를 효율적으로 제어할 수 있는 이점이 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

하나의 기지국에 의해 점유되는 영역 내에 위치하는 복수의 이동단말들 각각이 복수의 역방향 데이터 전송률들을 가지는 이동통신 시스템에서, 각 이동단말이 각각 역방향 데이터 전송을 수행할 때, 소정의 이동단말에서 현재의 역방향 데이터 전송률을 증가 또는 감소하는 방법에 있어서,

상기 기지국으로부터 상기 각 이동단말로 전송되는 파일럿 채널의 전력의 일계 값을 나타내는 일계 정보를 수신하는 과정과,

상기 각 이동단말은 상기 파일럿 채널의 수신 파일럿 전력을 측정하는 과정과,

상기 각 이동단말의 상기 현재의 역방향 데이터 전송률을 증가시키는 경우 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 일계 값보다 클 때 상기 현재의 역방향 데이터 전송률을 2단계 증가시키며, 작을 경우 1단계 증가시키는 과정과,

상기 각 이동단말의 상기 현재의 역방향 데이터 전송률을 감소시키고자 하는 경우 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 일계 값과 동일하거나 작을 때 상기 현재의 역방향 데이터 전송률을 2단계 감소시키며, 클 경우 1단계 감소하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 2.

제1항에 있어서,

역방향 데이터 전송률의 증가는 상기 이동단말의 활성 집합 내의 모든 기지국들로부터 역방향 데이터 전송률의 증가가 요구되는 경우임을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 3.

제1항에 있어서,

역방향 데이터 전송률의 감소는 상기 이동단말의 활성 집합 내의 어느 한 기지국으로부터라도 역방향 데이터 전송률의 감소가 요구되는 경우임을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 4.

제1항에 있어서, 상기 파일럿 채널의 수신 파일럿 전력의 측정은,

모든 활성 집합 내의 기지국으로부터 수신되는 파일럿 채널의 전력을 측정하고, 상기 측정된 파일럿 채널의 전력 중 최고의 전력을 가지는 값을 수신 파일럿 전력으로 설정함을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 5.

제1항에 있어서,

상기 역방향 데이터 전송률의 증가 또는 감소는 퍼시스턴스 테스트가 성공한 경우에 수행함을 특징으로 하는 상기 방

법.

청구항 6.

하나의 기지국에 의해 점유되는 영역 내에 위치하는 복수의 이동단말들 각각이 복수의 역방향 데이터 전송물들을 가지는 이동통신 시스템에서, 복수의 이동단말이 역방향 데이터 전송을 수행할 때, 상기 이동단말들의 역방향 데이터 전송률의 제어 방법에 있어서,

이동통신 단말로부터 수신되는 역방향 전송률 지시자(RRI)를 검출하는 과정과,

상기 역방향 전송률 지시자 검출 시 역방향 링크의 부하 및 잔존 용량에 근거하여 역방향 활성 값을 설정하는 과정과,

상기 설정된 역방향 활성 값을 이동단말들로 전송하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 7.

제6항에 있어서,

상기 전송되는 역방향 활성 값은 각 이동단말들로 브로드캐스트 하여 전송함을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 8.

하나의 기지국에 의해 점유되는 영역 내에 위치하는 복수의 이동단말들 각각이 복수의 역방향 데이터 전송물들을 가지는 이동통신 시스템에서, 각 이동단말이 각각 역방향 데이터 전송을 수행할 때, 소정의 이동단말에서 현재의 역방향 데이터 전송률을 증가시키는 방법에 있어서,

상기 기지국으로부터 상기 각 이동 단말로 전송되는 파일럿 채널의 전력의 임계 값과 상기 임계값에 의해 구분되어 지는 접속 확률에 따른 값을 수신하는 과정과,

상기 각 이동단말은 상기 파일럿 채널의 수신 파일럿 전력을 측정하는 과정과,

상기 각 이동단말의 상기 현재의 역방향 데이터 전송률을 증가시키고자 하는 경우 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 임계 값보다 클 때 상기 임계값에 의해 구분되어지는 제1접속 확률을 이용하여 테스트를 수행하며, 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 임계 값보다 작거나 같을 때 상기 임계값에 의해 구분되어지는 제2접속 확률을 이용하여 테스트를 수행하는 과정과,

상기 테스트가 성공한 경우 데이터 전송률을 증가시킴을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 9.

하나의 기지국에 의해 점유되는 영역 내에 위치하는 복수의 이동단말들 각각이 복수의 역방향 데이터 전송물들을 가지는 이동통신 시스템에서, 각 이동단말이 각각 역방향 데이터 전송을 수행할 때, 소정의 이동단말에서 현재의 역방향 데이터 전송률을 감소하는 방법에 있어서,

상기 기지국으로부터 상기 각 이동단말로 전송되는 파일럿 채널의 전력의 임계 값과 상기 임계값에 의해 구분되어 지는 접속 확률에 따른 값을 수신하는 과정과,

상기 각 이동단말은 상기 파일럿 채널의 수신 파일럿 전력을 측정하는 과정과,

상기 각 이동단말의 상기 현재의 역방향 데이터 전송률을 감소시키고자 하는 경우 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 임계 값보다 작거나 같을 때 상기 임계값에 의해 구분되어지는 제1접속 확률을 이용하여 테스트를 수행하며, 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 임계 값보다 클 때 상기 임계값에 의해 구분되어지는 제2접속 확률을 이용하여 테스트를 수행하는 과정과,

상기 테스트가 성공한 경우 데이터 전송률을 감소시킴을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 10.

하나의 기지국에 의해 점유되는 영역 내에 위치하는 복수의 이동단말들 각각이 복수의 역방향 데이터 전송물들을 가지는 이동통신 시스템에서, 역방향 데이터 전송률을 변경하기 위한 이동단말 장치에 있어서,

상기 기지국으로부터 상기 각 이동단말로 전송되는 파일럿 채널의 전력 임계 정보와, 역방향 전송률 제어 명령을 수

신하는 제어신호 수신부와,

상기 파일럿 채널의 수신 파일럿 전력을 측정하는 수신 전력 검출부와,

상기 역방향 전송률 제어 명령이 전송을 증가일 경우 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 임계 값보다 클 때 상기 현재의 역방향 데이터 전송률을 2단계 증가시키며, 작을 경우 1단계 증가시키고, 상기 역방향 전송률 제어 명령이 전송을 감소일 경우 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 임계 값과 동일하거나 작을 때 상기 현재의 역방향 데이터 전송률을 2단계 감소시키며, 클 경우 1단계 감소시키는 제어부를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

청구항 11.

제10항에 있어서, 상기 파일럿 채널의 수신 파일럿 전력의 측정은,

모든 활성 집합 내의 기지국으로부터 수신되는 파일럿 채널의 전력을 측정하고, 상기 측정된 파일럿 채널의 전력 중 최고의 전력을 가지는 값을 수신 파일럿 전력으로 설정함을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 12.

제10항에 있어서,

상기 역방향 전송률의 변경을 위한 확률 값을 저장하는 메모리와,

상기 역방향 전송률의 증가 또는 감소의 테스트를 위한 랜덤 값을 발생하는 랜덤 수 발생부를 더 구비하고,

상기 제어부는 상기 랜덤 발생부에서 발생된 랜덤 값이 상기 메모리에 저장된 상기 확률 값을 만족하는 경우 상기 역방향 전송률을 변경함을 특징으로 하는 상기 장치.

청구항 13.

하나의 기지국에 의해 점유되는 영역 내에 위치하는 복수의 이동단말들 각각이 복수의 역방향 데이터 전송률들을 가지는 이동통신 시스템에서, 역방향 데이터 전송률을 변경하기 위한 이동단말 장치에 있어서,

상기 기지국으로부터 상기 각 이동단말로 전송되는 파일럿 채널의 전력 임계 정보와, 상기 임계 값에 의해 구분되는 접속 확률에 따른 값을 수신하는 제어신호 수신부와,

상기 파일럿 채널의 수신 파일럿 전력을 측정하는 수신 전력 검출부와,

상기 역방향 전송률 제어 명령이 전송을 감소일 경우 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 임계 값보다 작거나 같을 때 상기 임계값에 의해 구분되어지는 제2접속 확률을 이용하여 테스트를 수행하며, 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 임계 값보다 클 때 상기 임계값에 의해 구분되어지는 제1접속 확률을 이용하여 테스트를 수행하고, 상기 테스트 성공 시 데이터 전송률을 감소시키는 제어부를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

청구항 14.

제13항에 있어서, 상기 제어부가,

상기 역방향 전송률 제어 명령이 증가일 경우 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 임계 값보다 클 때 상기 임계값에 의해 구분되어지는 제1접속 확률을 이용하여 테스트를 수행하며, 상기 측정된 파일럿 전력 값이 상기 수신된 파일럿 전력의 임계 값보다 작거나 같을 때 상기 임계값에 의해 구분되어지는 제2접속 확률을 이용하여 테스트를 수행하여 상기 테스트 성공 시 데이터 전송률을 감소시키는 제어를 더 수행함을 특징으로 하는 상기 장치.

청구항 15.

하나의 기지국에 의해 점유되는 영역 내에 위치하는 복수의 이동단말들 각각이 복수의 역방향 데이터 전송률들을 가지는 이동통신 시스템에서, 역방향 데이터 전송률을 변경하기 위한 기지국 장치에 있어서,

상기 각 이동단말들로부터 수신되는 역방향 전송률 지시자(RRI)를 검출하는 제어 신호 검출부와,

상기 역방향 링크의 현재 용량을 측정하는 역방향 링크 용량 측정부와,

초기 이동단말 접속 시 각 이동단말의 역방향 데이터 전송률 변경 확률 값을 설정하고, 현재 역방향 링크의 부하 및 잔존 용량에 근거하여 역방향 할당 값을 설정하는 제어부와,

상기 설정된 역방향 할당 값을 이동단말들로 전송하는 제어신호 송신부를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

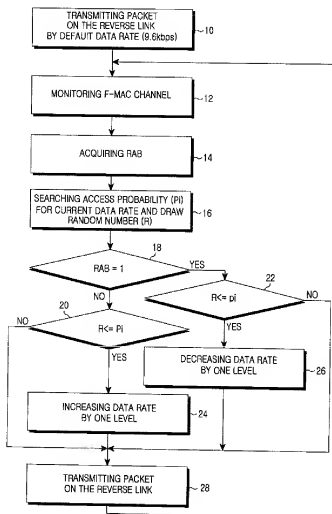
청구항 16.

제15항에 있어서, 상기 역방향 데이터 전송률 변경 확률 값은,

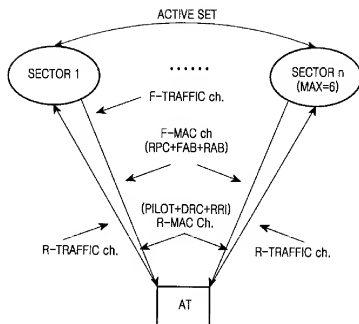
단말에서 측정한 순방향 파워렛 전력에 따라 다르게 사용하기 위한 제1접속 확률 값과 제2접속 확률 값으로 구성되어 출력함을 특징으로 하는 상기 장치.

도면

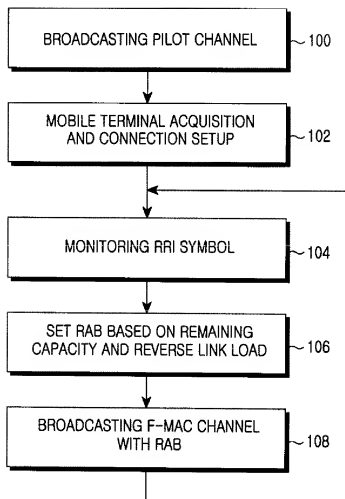
도면1



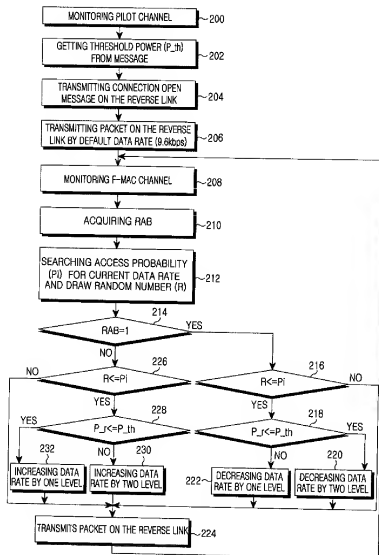
도면2

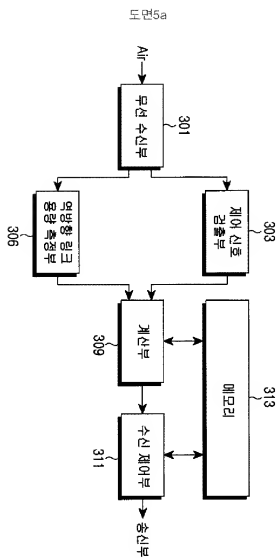


도면3

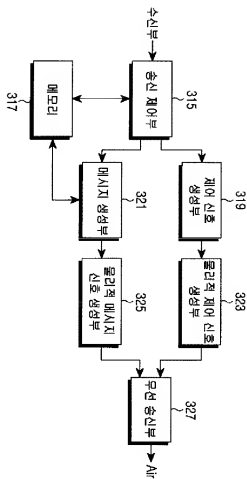


도면4

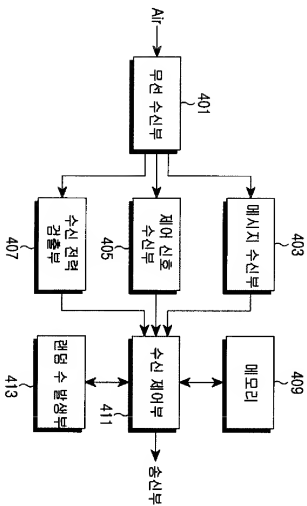


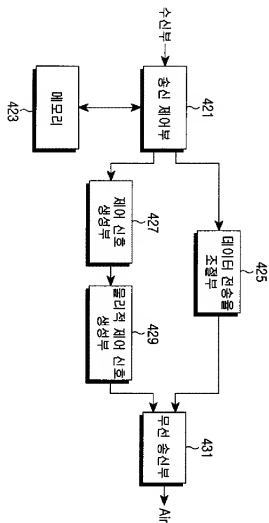


도면5b



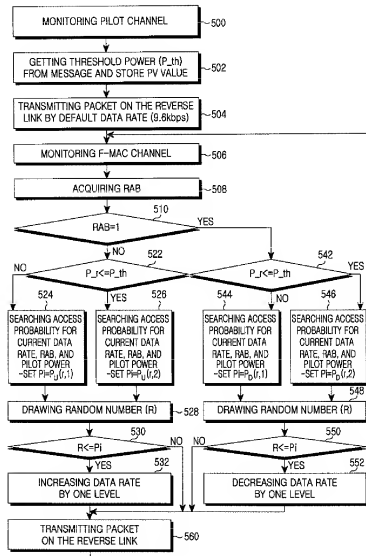
도면6a





도면6b

도면 7



DEVICE AND METHOD FOR WEIGHTING SIGNALS IN RADIO TRANSMISSION PATH

Publication number: RU2141168 (C1)

Publication date: 1999-11-10

Inventor(s): NIKOLAS UINNETT [GB] +

Applicant(s): MOTOROLA LTD [GB] +

Classification:

Application number: RU19970108171 19970516

Priority number(s): GB19960010428 19960517; GB19960010357 19960517

[View INPADOC patent family](#)

[View list of citing documents](#)

[Requires a data access device](#)

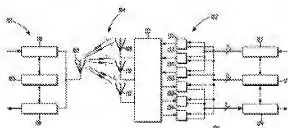
Abstract of RU 2141168 (C1)

Translate this text

FIELD: radio engineering, communication equipment.

SUBSTANCE: receiving device receives reference signal which is transmitted through at least one antenna of transmitting device antenna array, calculates weight which is related to at least one antenna and transmits weight information to transmitting device. Said transmitting device corrects weight, which is related to said at least one antenna, according to weight information which is received from receiving device.

EFFECT: increased precision of established weights. 24 cl, 11 dwg



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide

METHOD AND DEVICE FOR ADAPTIVE SPATIAL FILTERING OF SIGNALS

Publication number: RU2141706 (C1)

Publication date: 1999-11-20

Inventor(s): KOMAROVICH V F; MARCHUK L A; PRAS KO A D; SPIRIN S V

Applicant(s): VOENNAJA AKADEMIJA SVJAZI +

Classification:

- **international:** H01Q21/00; H01Q21/00; (IPC1-7): H01Q21/00

- **European:**

Application number: RU19980113362 19980706

Priority number(s): RU19980113362 19980706

Abstract of RU 2141706 (C1)

Translate this text

FIELD: adaptive antenna arrays. SUBSTANCE: method involves reception of signals at N points spaced apart, where N ≥ 2 , calculation of weight coefficients, generation of first and second reference signals whose frequencies are respectively chosen from equations $\sigma_{1\leq i \leq N} = (\sigma_0 - [\Delta]\sigma)$ and $\sigma_{2\leq i \leq N} = (\sigma_0 + [\Delta]\sigma)$, where σ_0 and $[\Delta]\sigma$ are carrier frequency and spectrum width of useful signal received, separation of each of them into N equal-amplitude components, shifting of each i-th component, where $i = 1, 2, \dots, N$, through preset phase, summing up of i-th signals received and i-th components of first and second reference signals, and weighed addition of signals shaped. Directivity pattern main lobe shaped in the process covers angular spectrum within which arrival of useful signal is expected. EFFECT: improved noise immunity in signal reception. 2 cl, 4 dwg, 2 tbl

METHOD FOR PROCESSING OF COMMUNICATION SIGNALS AT USER STATION OF WIRELESS TELECOMMUNICATION NETWORK

Publication number: RU2159007 (C2)

Publication date: 2000-11-10

Inventor(s): DEHVID NORTON KRITCHLOU [US]; GREHKHEIM MARTIN EHVIS [CA]; MOSHE IEKHUSHUA [IL]; UEHJD LAJL KHEJMBIGNER [US]; KARL DZHOZEZ DZHONSON [US]; DZHORZH ALAN VILI [US] +

Applicant(s): INTERDIGITAL TEKHNOLODZHI CORP [US] +

Classification:

- international: H03D3/00; H04B1/40; H04B3/00; H04B7/00; H04J3/02; H04L27/00; H04L27/18; H04L27/20; H04M1/00; H04W84/16; H03B28/00; H03C3/00; H04L25/03; H03D3/00; H04B1/40; H04B3/00; H04B7/00; H04J3/02; H04L27/00; H04L27/18; H04L27/20; H04M1/00; H04W84/02; H03B28/00; H03C3/00; H04L25/03; (IPC1-7): H04B3/00

- European: H03D3/00C; H04L27/00; H04L27/20D4

Application number: RU19970122267 19900813

Priority number(s): US19890394497 19890814

Also published as:

 DE4025771 (A1)
 DE4025771 (C2)
 ZA9006047 (A)
 US5008900 (A)
 RU2138122 (C1)

more >>

Abstract of RU 2159007 (C2)

communication equipment. SUBSTANCE: user station transmits first communication signal, which carries information of first information signal, to second station, while user station receives second communication signal from second station and processes it in order to output second information signal. In addition, user set may establish communication to second station using multiple high-frequency channels in chosen RF range. One of said channels is chosen in communication between user station and second station by means of method which involves generation of base high-frequency signal, generation of digital IF signal so that combination of digital IF signal to base high-frequency signal produces carrier signal with frequency of high-frequency channel, which is chosen for communication. Thus, first communication signal is generated using both said base high-frequency signals and said digital IF signal for transmission using chosen high-frequency channel. EFFECT: decreased processing costs. 4 cl, 5 dwg, 2 tbl

Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 159 007** ⁽¹³⁾ **C2**
(51) МПК⁷ **H 04 B 3/00**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

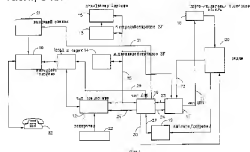
- (21), (22) Заявка: 97122267/09, 13.08.1990
(24) Дата начала действия патента: 13.08.1990
(30) Приоритет: 14.08.1989 US 107/394497
(46) Дата публикации: 10.11.2000
(56) Ссылки: БАЕВА Н.Н. и др. Многоканальная электросвязь и радиорелейные линии. - М.: Радио и связь, 1984, с.111-114, рис.5.1-5.5, 119-122. Многоканальная связь /Род ред. АБОЛИЦА И.А. - М.: Связь, 1971, с.410-416, с.203-206. WO 92/10886 А, 12.08.1992. US 5319796 А, 07.06.1994.
(62) Первичная заявка, из которой выделена настоящая 4830837 (14.08.1989)
(98) Адрес для переписки:
101000, Москва, пер. Малый Златоустинский
10, кв. 15, бюро "ЕВРОМАРКПАТ", Веселницкой
И.А.

- (71) Заявитель:
ИнтерДигитал Технолоджи Корпорейшн (US)
(72) Изобретатель: Дэвид Нортон КРИТЧЛОУ (US),
Грэхэм Мартин ЭВИС (СА), Моше ИЕХУШУА
(IL), Уэйд Лайл ХЕЙМБИГНЕР (US), Карл
Джозеф ДЖОНСОН (US), Джорж Алан ВИЛИ
(US)
(73) Патентообладатель:
ИнтерДигитал Технолоджи Корпорейшн (US)

(54) СПОСОБ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ СВЯЗИ В АБОНЕНТСКОМ ПУНКТЕ БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

- (57) Изобретение относится к способу обработки сигналов связи в абонентском пункте беспроводной системы электросвязи. Абонентский пункт передает первый сигнал связи, несущий информацию, содержащуюся в первом информационном сигнале, на второй пункт в системе, а абонентский пункт принимает второй сигнал связи от второго пункта, который обрабатывается упомянутым абонентским пунктом для выдачи второго информационного сигнала, причем абонентский пункт может связываться со вторым пунктом по множеству высокочастотных каналов в выбранном диапазоне радиочастот и при этом один из упомянутых каналов выбирается в процессе связи между абонентским и вторым пунктами, включающий генерирование базового высокочастотного сигнала, генерирование цифрового сигнала промежуточной частоты таким образом, что при объединении цифрового сигнала промежуточной частоты с

базовым высокочастотным сигналом образуется сигнал несущей с частотой в высокочастотном канале, который выбран для связи, благодаря чему первый сигнал связи вырабатывается на основе как упомянутых базовых высокочастотных сигналов, так и упомянутого цифрового сигнала промежуточной частоты для передачи по выбранному высокочастотному каналу. Технический результат - предложение менее дорогого способа обработки. 3 з.п.ф-лы, 2 табл., 5 ил.



RU 2 159 007 C2

RU 2 159 007 C2



RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 159 007** ⁽¹³⁾ **C2**
(51) Int. Cl. ⁷ **H 04 B 3/00**

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 97122267/09, 13.08.1990

(24) Effective date for property rights: 13.08.1990

(30) Priority: 14.08.1989 US 107/394497

(46) Date of publication: 10.11.2000

(62) Earlier application: 4830837 (14.08.1989)

(98) Mail address
101000, Moskva, per. Malyj Zlatoustinskij
10, kv.15, bjuro "EVROMARKPAT", Veselitskoj i.A.

(71) Applicant:
InterDigital Tekhnologdzhii Korporejshn (US)

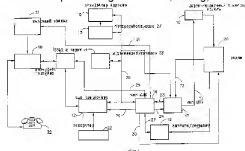
(72) Inventor: Dehvid Norton KRITCHLOU (US),
Grehkhhehm Martin EhVIS (CA), Moshe
IEKhUSHUA (IL), Uehjd Lajl KhEJMBIGNER
(US), Karl Dzhozef DZhONSON (US), Dzhorz
Alan VILI (US)

(73) Proprietor:
InterDigital Tekhnologdzhii Korporejshn (US)

(54) **METHOD FOR PROCESSING OF COMMUNICATION SIGNALS AT USER STATION OF WIRELESS TELECOMMUNICATION NETWORK**

(57) Abstract:
FIELD: communication equipment.
SUBSTANCE: user station transmits first communication signal, which carries information of first information signal, to second station, while user station receives second communication signal from second station and processes it in order to output second information signal. In addition, user set may establish communication to second station using multiple high-frequency channels in chosen RF range. One of said channels is chosen in communication between user station and second station by means of method which involves generation of base high-frequency signal, generation of digital IF signal so that combination of digital IF signal to base high-frequency signal produces carrier signal with

frequency of high-frequency channel, which is chosen for communication. Thus, first communication signal is generated using both said base high-frequency signals and said digital IF signal for transmission using chosen high-frequency channel. EFFECT: decreased processing costs. 4 cl, 5 dwg, 2 tbl.



RU 2 159 007 C2

RU 2 159 007 C2

Изобретение относится к абонентским системам связи, в частности к усовершенствованному способу обработки сигналов связи в абонентском пункте беспроводной системы электросвязи.

Типичный абонентский пункт описан в заявке на патент США 06/893916, поданной 7 августа 1986 г. на имя David N. Sitchlow и др. Базовая станция, используемая с таким абонентским пунктом в беспроводной цифровой абонентской системе связи, описана в патенте США 4777633 на имя Thomas E. Fletcher и др. На абонентском пункте, описанном в заявке 06/893916, осуществляют перекодирование цифрового речевого входного сигнала для получения цифровых входных символов, осуществляют КИХ-фильтрацию цифровых входных символов (КИХ - конечная импульсная характеристика), выделяют аналоговый входной сигнал промежуточной частоты из фильтрованных входных символов; объединяют входной сигнал промежуточной частоты с высокочастотной (ВЧ) несущей для радиопередачи на базовую станцию; демодулируют выходной сигнал, принятый с базовой станции, для образования цифровых выходных символов, и синтезируют цифровой речевой выходной сигнал из цифровых выходных символов. На абонентской станции выполняют перекодирование цифрового речевого входного сигнала, синтезирование цифровых выходных символов, КИХ-фильтрацию цифровых входных символов и демодулирование выходного сигнала, полученного от базовой станции.

Согласно настоящему изобретению предлагается менее дорогой способ обработки сигналов связи в абонентском пункте беспроводной системы электросвязи. По настоящему изобретению способ обработки сигналов связи в абонентском пункте беспроводной системы электросвязи, в которой абонентский пункт передает первый сигнал связи, несущий информацию, содержащуюся в первом информационном сигнале, на второй пункт в системе, а абонентский пункт принимает второй сигнал связи от второго пункта, который обрабатывается абонентским пунктом для выдачи второго информационного сигнала, причем абонентский пункт может связываться со вторым пунктом по множеству высокочастотных каналов в выбранном диапазоне радиочастот, при этом один из упомянутых каналов выбирается в процессе связи между абонентским и вторым пунктами. Предлагаемый способ включает генерирование базового высокочастотного сигнала, генерирование цифрового сигнала промежуточной частоты таким образом, что при его объединении с базовым высокочастотным сигналом образуется сигнал несущей с частотой в высокочастотном канале, который выбран для связи, благодаря чему первый сигнал связи вырабатывается на основе как упомянутых базовых высокочастотных сигналов, так и упомянутого цифрового сигнала промежуточной частоты для передачи по выбранному высокочастотному каналу.

Кроме того, в способе по настоящему изобретению осуществляют накопление данных о приращении фазы для получения оцифрованных значений фазы и

генерирование цифрового сигнала промежуточной частоты на основе оцифрованных значений фазы.

В способе по настоящему изобретению предусмотрено далее генерирование цифрового сигнала промежуточной частоты на основе оцифрованных значений фазы за счет использования заранее определенных значений, запоминаемых в запоминающем устройстве.

Способ по настоящему изобретению включает также перекодирование первого информационного сигнала в цифровые входные символы; модулирование цифрового сигнала промежуточной частоты цифровыми входными символами для получения модулированного цифрового сигнала промежуточной частоты; объединение модулированного цифрового сигнала промежуточной частоты с базовым высокочастотным сигналом для получения первого сигнала связи; и использование цифрового сигнала промежуточной частоты для демодуляции второго сигнала связи, принятого от второго пункта.

Кроме того, в способе по настоящему изобретению осуществляют фильтрацию цифровой промежуточной частоты (сигнала) в схеме формирования шума перед демодуляцией второго сигнала связи, который принимается от второго пункта.

Ниже более подробно описан предпочтительный вариант выполнения настоящего изобретения со ссылкой на чертежи, на которых показано:

на фиг. 1 - блок-схема предпочтительного варианта абонентского пункта по изобретению;
на фиг. 2 - блок-схема чипа КИХ, включенного в вариант по фиг. 1;
на фиг. 3 - блок-схема чипа ЦПЧ (цифровой промежуточной частоты), включенного в вариант по фиг. 1;
на фиг. 4 - пример обработки задач, выполняемых чипом процессора, показанного в варианте по фиг. 1;
на фиг. 5 - пример обработки программ, включенных в задачу модемной обработки по фиг. 4.

Определения сокращений и акронимов
Ниже приведены определения сокращений и акронимов, используемых в тексте описания.

AFU Автоматическая регулировка усиления
АЦП Аналого-цифровой преобразователь
БОРП Буфер отсчетов рычажного переключателя
БУК Блок управления каналом
БУ Временное уплотнение
Вх/Вых Вход/Выход
ВЧ Высокая (радио-) частота
ГВД Готовность выхода данных
ДДФМН Двуполосная фазовая манипуляция
ДРВ Корпус с двухрядным расположением выводов
ЗМО Задача модемной обработки
ЗОС Задача обработки сигнала
ЗУ Запоминающее устройство
ЗУА Задача (модуль) управления абонентом
ЗУК Задача (модуль) управления каналом
ИКМ Импульсно-кодовая модуляция
ИСПО Интегральная схема прикладной

ориентация
 КЗОС Контроллер задачи обработки
 сигнала
 КИК Контроль циклическим избыточным
 кодом
 КИХ Конечная импульсная характеристика
 КУР Канал управления радиостанцией
 КФМн Квадратурная фазовая
 манипуляция
 МДР Младший (двоичный) разряд
 ОВЛП Остаточное возбужденное линейное
 предкажание
 ОЗУ Оперативно запоминающее
 устройство
 ОФМн Относительная фазовая
 манипуляция
 ОЦС Обработка цифрового сигнала
 ПЗУ Постоянное запоминающее
 устройство
 ПНИ Прием начала интервала
 (сообщения)
 ПРД Передача/Передатчик
 ПРМ Прием/Приемник
 ПЦМ Прямой цифровой синтезатор
 СБИС Сверхбольшая интегральная схема
 СДР Старший (двоичный) разряд
 СПРМ Синхронизация приема
 СППЗУ Стираемое программируемое
 постоянное запоминающее устройство
 СПРД Синхронизация передачи
 ССАЛ Схема стыка с абонентской линией
 УАПЦ Универсальный асинхронный
 приемопередатчик УОС
 Управление обработкой сигнала
 ФАПЧ Фазовая автоподстройка частоты
 ЦАП Цифроаналоговый преобразователь
 ЦПЧ Цифровая промежуточная частота
 I Синфазная (составляющая сигнала)
 Q Квадратурная (составляющая сигнала)
 На фиг. 1 изображен предпочтительный
 вариант выполнения абонентского пункта
 согласно настоящему изобретению, который
 включает схему 10 интерфейса телефона,
 схему 11 кодера и ССАЛ, чип 12 процессора,
 блокдействующее ЗУ 13,
 медленнодействующее ЗУ 14, дешифратор 15
 адреса, чип 16 КИХ, чип 17 ЦПЧ, ЦАП 18, АЦП
 19, радиостанцию 20, схему 21 вызывного
 звонка и генератор 22.
 Чип 16 КИХ, который является чипом
 ИСПО, связан с чипом 17 ЦПЧ линиями 23 и
 24, с чипом 12 процессора - линией 25
 процессора и линией 26, с АЦП 19 - линией
 27, с ССАЛ и схемой 11 кодера - линией 29,
 радиостанцией 20 - линией 30 и со схемой
 21 вызывного звонка - линией 31.
 Схема 10 интерфейса телефона связана с
 телефоном 32, который преобразует звуковые
 волны во входной речевой сигнал и
 преобразует речевой сигнал в звуковые
 колебания.
 ССАЛ и схема 11 кодера соединены со
 схемой 10 интерфейса телефона для
 преобразования входного речевого сигнала в
 цифровой входной сигнал полосы групповых
 частот, который образует чипом 12
 процессора
 В альтернативном варианте (не показан)
 чип процессора также соединен интерфейсом
 с УАПЦ для попеременного приема цифровых
 входных сигналов непосредственно от
 устройства Вх/Вых цифровых сигналов и
 передачи цифровых выходных сигналов
 непосредственно на него.
 Чип 12 процессора включает процессор

цифровых сигналов модели TMS320C25,
 который перекодирует групповой цифровой
 входной сигнал в соответствии с алгоритмом
 ОВЛП, формируя цифровые входные
 символы информации передатчика на шине
 процессора 25. Использование процессора
 цифровых сигналов для образования
 алгоритма ОВЛП описано в международной
 заявке PCT/US85/02168 (публикация WO
 86/02726, 9 мая 1986 г.).
 КИХ-фильтр чипа 16 КИХ фильтрует
 цифровые входные символы и выдает по
 линиям 24 на чип 17 ЦПЧ данные I, Q.
 Чип 17 ЦПЧ интерполирует
 фильтрованные цифровые входные символы
 и модулирует цифровой сигнал
 промежуточной частоты интерполированными
 входными сигналами, формируя
 модулированный цифровой сигнал.
 ЦАП 18 преобразует модулированный
 цифровой входной сигнал в модулированный
 аналоговый входной сигнал.
 Радиостанция 20 передает
 модулированный аналоговый входной сигнал
 на базовую станцию и принимает и
 демодулирует модулированный аналоговый
 выходной сигнал от базовой станции.
 Генератор 22 является генератором
 свободного режима, который генерирует
 синхронизирующие сигналы для чипа 12
 процессора.
 Описание связи между абонентским
 пунктом и базовой станцией приведено в
 патенте США 4777633.
 АЦП 19 преобразует демодулированный
 принятый аналоговый выходной сигнал в
 цифровой выходной сигнал, содержащий
 цифровые выходные символы.
 Чип 12 процессора синтезирует групповой
 цифровой выходной сигнал из цифровых
 выходных символов. Синтез
 перекодированных символов ОВЛП
 посредством процессора цифровых сигналов
 также описан в международной публикации
 WO 86/02726. Чип 12 процессора также
 выполняет устранение эха, как описано в
 патенте США 4697261, выданном на имя
 David T. K. Wang и Philip J. Wilson.
 Схема 11 ССАЛ и кодера преобразует
 групповой цифровой входной сигнал в
 выходной речевой сигнал, который выдает
 схемой интерфейса телефона на телефон 32.
 Чип 16 КИХ объединяет функции схемы в
 устройстве СБИС, что снижает стоимость
 производства абонентского пункта за счет
 исключения многих отдельных компонентов
 интегральной схемы со средней степенью
 интеграции.
 Как показано на фиг. 2, чип 16 КИХ
 включает буфер 33 с разветвлением по
 выходу, внутренний декодирующий модуль
 34, буфер 35 отсчетов ПРМ, регистры 36
 управления и состояния, модуль 37
 декодирования внешних адресов, модуль 38
 сторожевого таймера, модуль 39
 синхронизации ПРМ, модуль 40
 синхронизации ПРД, фильтр 42 КИХ ПРД,
 модуль 44 синхронизации кодера и модуль 45
 управления вызванным звонком.
 Чип 16 КИХ производит генерирование
 метки кадра длительностью 45 миллисекунд,
 генерирование метки сегмента данных
 длительностью 11,25 миллисекунд,
 генерирование синхронизации символа с
 частотой 16 кГц, регулирование

синхронизации, буферизации отсчетов ПРД, буферизации символов ПРД, генерирование синхронизации кода с частотой 8 кГц, декодирование интерфейса процессора, генерирование синхронизации вызванного звонка, декодирование внешнего адреса и генерирование сигнала установки в исходное положение сторожевого таймера. Чип 16 КИХ также буферизует два 6-разрядных символа ПРД на частоте 8 кГц. Чип 16 КИХ преобразует и фильтрует символы ПРД в символы данных I и Q, при этом каждый такой символ имеет 10 двоичных разрядов на частоте 160 кГц. Данные I и Q перемежаются и подаются на чип 17 ЦПЧ на частоте 320 кГц. Чип 16 КИХ также буферизует отсчеты данных ПРМ на частоте 64 кГц, а четыре отчета данных ПРМ считаются числом 12 процессора на частоте 16 кГц. Синхромпульсы и сигналы генерируются числом 16 КИХ из поступающего ведущего синхросигнала 3,2 МГц. Чип 12 процессора синхронизирует относительно этих частот данных путем прерывания символов и сегментов (информации), генерируемых числом 16 КИХ. Строб синхронизации 8 кГц кода и процессора и тактирование кода генерируются числом 16 КИХ и синхронизируются относительно времени поступающих отсчетов ПРМ. Чип 16 КИХ также генерирует управляющие и синхронизирующие сигналы для управления формой и синхронизацией звукового напряжения, формируемого схемой 21 вызванного звонка. Модуль 38 сторожевого таймера генерирует сигнал установки в исходное положение в случае, когда чип 12 процессора не выполняет инструкции правильно.

Буфер 33 с разветвлением по выходу буферизует головной синхросигнал с частотой 3,2 МГц по линии 23а от чипа 17 ЦПЧ, опережающий синхросигнал с частотой 3,2 МГц, принятый по линии 23б от чипа 17 ЦПЧ, и сигнал установки в исходное положение по линии 51 от сторожевого таймера 38. Если не указано иное, вся синхронизация в чипе 16 КИХ осуществляется по синхросигналу 3,2 МГц, поступающего по линии 23а. Опережающий сигнал синхронизации 3,2 МГц по линии 23б опережает синхросигнал 3,2 МГц по линии 23а на один цикл опорного сигнала 21,76 МГц, который присутствует в чипе 17 ЦПЧ. Синхросигнал 3,2 МГц получают из опорного сигнала 21,76 МГц в чипе 17 ЦПЧ, и поэтому минимальная ширина импульса составляет 276 наносекунд. Опережающий синхросигнал 3,2 МГц, поступающий по линии 23б, выдается буфером 33 через внутреннюю линию 47 на фильтр 42 КИХ ПРД и модуль синхронизации кода 44. Фильтр 42 КИХ ПРД реализован частично с помощью ПЗУ, которое является псевдо-статическим и при этом необходимо, чтобы его вход разрешения был деактивизирован опережающим синхросигналом 3,2 МГц по линии 47 между последовательными обращениями.

Сигнал установки в исходное положение аппаратных средств по линии 51 устанавливает в исходное положение все внутренние схемы чипа 16 КИХ и производит установку в исходное положение аппаратных средств относительно модулей по фиг. 1.

Внутренние синхромпульсы

представляют собой либо буферизованные варианты ведущего синхросигнала 3,2 МГц, принятого по линии 23а, либо величины, полученные делением этого синхросигнала.

Модуль 34 декодирования внутренних адресов обеспечивает возможность чипу 12 процессора выбирать внутренние функции чипа 16 КИХ для управления такими функциями и определения их состояния. Модуль 34 декодирования внутренних адресов принимает адреса процессора и стробирующие импульсы процессора по шине 25. Модуль 34 декодирования внутренних адресов образует выходные сигналы на внутренней шине 48.

Выходные сигналы на шине 48 от модуля 34 декодирования внутренних адресов включают сигнал возможности считывания для буфера 35 отсчетов ПРМ, управляющий сигнал записи и сигналы считывания состояния для регистров 36 управления и состояния, сигнал записи для фильтра 42 КИХ ПРД, сигналы записи синхронизации и интервала для модуля 39 синхронизации ПРМ, сигнал записи для модуля 40 синхронизации ПРД, управляющие сигналы для модуля 42 фильтра КИХ ПРД и буфера 35 отсчетов ПРМ и сигнал стробирования усиления, по которому модуль 39 синхронизации ПРМ устанавливает синхронизацию интервала в исходное положение. В любой момент времени активным является только один из соответствующих сигналов считывания или записи на шине 48 от модуля 34 декодирования внутренних адресов.

Буфер 35 отсчетов ПРМ по линии 27а принимает четыре отчета для каждого времени символа ПРМ от АЦП 19 на частоте 64 кГц, загружает в буфер до двух символов данных, которые в целом представляют собой восемь отсчетов, и затем посылает такие отсчеты данных на чип 12 процессора по шине 25 процессора. Буфер 35 отсчетов ПРМ реализован на двухстороннем 3У с произвольной выборкой. Буфер 35 отсчетов ПРМ принимает сигнал возбуждения считывания по внутренней шине 48 от модуля 34 декодирования внутренних адресов и сигнал стробирования записи по внутренней линии 49 от модуля 39 синхронизации ПРМ.

Регистры 36 управления и состояния позволяют чипу 12 процессора управлять внутренними функциями чипа 16 КИХ, а также считывать состояние фильтра 42 КИХ ПРД и буфера 35 отсчетов ПРМ и другие внутренние сигналы. Управляющие сигналы выдают чипом 12 процессора на шину 25 процессора, а индикации состояния исходят из разных внутренних модулей чипа 16 КИХ. Индикации состояния подаются на чип 12 процессора по шине 25 процессора. Индикации состояния представляют собой недоразуку ПРМ, перегрузку ПРМ, недоразуку ПРД, перегрузку ПРД, пуск группы данных, начало сегмента в ПРМ, синхронизацию ПРД символа, синхронизацию ПРМ символа и переполнение КИХ-фильтра ПРД.

Управляющие сигналы, которые выдают управляющими регистрами 36 на внутренние схемы по внутренней шине 48, включают следующие: возбудить ПРД, уровень модуляции, возбудить вызванный звонок, установить в исходное положение программные средства, три состояния и

Стробирование сторожевого таймера

Сигнал Возбудить ПРД указывает начало сегмента ПРД, основанного на задержке ПРД, установленной в модуле 40 синхронизации ПРД

Сигнал Уровень модуляции подается на модуль 39 синхронизации ПРМ и определяет, будет ли длительность сегмента (интервала) составлять 180 или 360 символов.

Сигнал Установки в исходное положение программных средств позволяет чипу 12 процессора устанавливать в исходное положение внутренние функции в чипе 16 КИХ

Сигнал Возбудить вызывной звонок позволяет чипу 12 процессора включать или выключать схему 21 вызывного звонка. Этот сигнал образует двухсекундный и четырехсекундный такт для звонкового сигнала

Стробирование сторожевого таймера позволяет чипу 12 процессора устанавливать в исходное положение модуль сторожевого таймера для сохранения аппаратных средств в исходном состоянии и предотвращения от случайных воздействий

Чип 12 процессора принимает сигнал прерывания синхронизации ПРМ от модуля 39 синхронизации ПРМ по линии 26с, когда данные записаны в первые четыре ячейки двухстраничного ОЗУ буфера 25 отсчетов ПРМ. Чип 12 процессора затем считывает отсчеты ПРМ из первых четырех ячеек двухстраничного ОЗУ через шину 25 процессора. В этот момент отсчеты записываются в следующие четыре ячейки двухстраничного ОЗУ на частоте 64 кГц. Событие 16 кГц является производным от события 64 кГц, которое поддерживает события считывания и записи синхронизированными. Это обеспечивает то, что операции считывания и записи не происходят в одно и то же время в любой одной ячейке ЗУ, а также обеспечивает адекватное время срабатывания от чипа 12 процессора

Буфер символа ПРД в фильтре 42 КИХ ПРД принимает символы ПРД от чипа 12 процессора через шину 25 процессора и буферизует до двух символов ПРД. Чип 12 процессора прерывается на каждый другой период времени символа ПРД, чтобы записать еще два символа в буфер символов ПРД

Буфер символов ПРД в фильтре 42 КИХ ПРД принимает сигнал записи через внутреннюю шину 48 от модуля 34 декодирования внутренних адресов

После каждого сигнала прерывания синхронизации ПРД на частоте 8 кГц по линии 26а чип 12 процессора производит контрольное считывание двух 5-разрядных символов ПРД. Данные находятся в формате кода Грея ОФМн. Буфер символов ПРД подает на выход символ каждые 16 кГц для обработки фильтром 42 КИХ ПРД. Эти данные буферизуются дважды благодаря асинхронизму между чипом 16 КИХ и чипом 12 процессора. Значение последних данных повторяется, пока не будут записаны новые данные. Нулевые данные не могут повторяться таким образом. Буфер символов ПРД стирается во время установки в исходное положение

Во время тренировки чип 12 процессора

посылает на чип 16 КИХ фиксированную последовательность символов. Чип 16 КИХ выполняет фильтрование КИХ на этих символах и выводит на выход пары I, Q для чипа 17 ЦПЧ

Радиостановка 20 передает данные обратно на АЦП 19. Отсчеты считываются чипом 12 процессора, как и в режиме под управлением центрального процессора, и регулируются коэффициенты фильтра ПРМ процессора, реализованные в чипе 12 процессора. Модулями 39 и 40 синхронизации ПРМ и ПРД генерируется только синхронизация, имеющая важное значение для тренировки.

Модуль 39 синхронизации ПРМ генерирует все опорные синхронимпульсы и стробимпульсы для обработки символов ПРМ. Синхронизация регулируется чипом 12 процессора таким образом, что обработка может синхронизироваться для отсчетов ПРМ, принятых по линии 27а от базовой станции. Модуль 39 синхронизации ПРМ включает схему частичной синхронизации синхронизатора ПРМ и схему синхронизации временного сегмента ПРМ. Назначение этих двух схем состоит в синхронизации тактирования приема модема в чипе 12 процессора для отсчетов ПРМ, принятых по линии 27а от базовой станции и через АЦП 19, а также для регулирования модуля 40 синхронизации ПРД и модуля 44 синхронизации кодера

Модуль 39 синхронизации ПРМ работает на частоте 3,2 МГц и на его вход по шине 25 процессора поступают следующие управляющие сигналы от чипа 12 процессора: сигнал стробирования АМ, сигнал записи синхронизации интервала ПРМ и сигнал разрядного слежения ПРМ

Модулем 39 синхронизации ПРМ генерируются несколько выходных сигналов. Стробимпульсы записи на частоте 64 кГц выданы по линии 49 для управления записью в буфер 35 отсчетов ПРМ. Строблирующий сигнал синхронизации АЦП на частоте 64 кГц выданы по линии 27б на АЦП 19 для синхронизации его работы. Стробинг-на 8 кГц также выданы на модуль синхронизации кодера 44 по линии 52. Сигнал прерывания синхронизации ПРМ на частоте 16 кГц по линии 26с и сигнал прерывания начала сегмента ПРМ по линии 26б являются выходными сигналами, поступающими на чип 12 процессора. Стробимпульсы синхронизации перед интервалом ПРМ выданы по линии 54 для управления модулем 40 синхронизации ПРД

Схема частичной синхронизации в модуле 39 синхронизации ПРМ устанавливается чипом 12 процессора для генерирования пуск сигнала прерывания интервала ПРМ по линии 26б. Чип 12 процессора определяет местоположение открытия усилителя (сигнал стробирования, передаваемый базовой станцией во время обращения). Когда чип 12 процессора обнаруживает сигнал стробирования АМ, схема синхронизации сегмента в модуле 39 синхронизации ПРМ устанавливается в исходное положение по сигналу от чипа 12 процессора. Это выравнивает метки кадра данных и сегмента относительно сигнала стробирования АМ. Метка кадра данных представляет собой импульс длительностью 62,5 мкс,

RU 2 1 5 9 0 0 7 C 2

RU 2 1 5 9 0 0 7 C 2

появляющийся каждые 45 мс. Метка сегмента представляет собой импульс длительностью 62,5 мкс, повторяющийся каждые 11,25 мс или 22,5 мс в режиме KФМн.

Поступающие символы ПРМ демодулируются чипом 12 процессора, и при необходимости далее регулируется синхронизация. Для регулирования синхронизации символов ПРМ с частотой 16 кГц чип процессора выдает команду на схему частичной синхронизации (слежения разряда) сократить или удлинить строб 64 кГц до пятидесяти периодов частоты 3,2 МГц.

Чип 12 процессора контролирует отношение символов ПРМ к кадровой синхронизации и осуществляет регулировки относительно синхронизации ПРМ с частотой 16 кГц соответственно. Когда синхронизация ПРМ отрегулирована, метки кадра и сегмента данных также изменяются, поскольку они исходят из синхронизации ПРМ.

Для сохранения числа отсчетов импульсно-кодовой модуляции (ИКМ), выдаваемых на и со схемы 11 ССАП и кодека, синхронизированной относительно синхронизации кадра данных, модуль 39 синхронизации ПРМ управляет модулем 44 синхронизации кодека.

Модуль 40 синхронизации ПРД включает схему задержки ПРД и схему синхронизации управления ПРД. Эти схемы генерируют сигнал прерывания синхронизации ПРД, который передается на чип 12 процессора по линии 26а. Модуль 40 синхронизации ПРД синхронизирован относительно модуля 39 синхронизации ПРМ посредством строба синхронизации перед интервалом данных ПРМ, который выдается на модуль синхронизации ПРД модулем 39 синхронизации ПРМ по линии 54 и используется для установки в исходное положение схемы задержки ПРД, которая, в свою очередь, генерирует метку сегмента данных ПРД. Синхронизация синхронизатора ПРД основана на внутреннем синхронизаторе 3,2 МГц.

Чип 12 процессора управляет схемами задержки ПРД и синхронизации ПРД путем выдачи управляющих сигналов записи данных ПРД по шине 25 процессора.

Модуль 40 синхронизации ПРД передает управляющий сигнал приема/передачи по линии 30 на радиостановку 20. Этот сигнал определяет, будет ли радиостановка передавать или принимать данные.

Модуль 40 синхронизации ПРД также управляет сдвигом символов ПРД, адресацией ПЗУ, синхронизацией накопления и запоминания произведения I, Q для выхода на чип 17 ЦПЧ.

Модуль 40 синхронизации ПРД передает управляющие сигналы по линии 56 для удерживания фильтра 42 КИХ ПРД синхронизированным относительно символов ПРД и сегмента данных. Такая синхронизация достигается в соответствии с меткой синхронизации сегмента данных ПРД. После установления исходного положения модуль 40 активно генерирует управляющие сигналы по линии 58 после того, как начался сегмент данных ПРД.

Модуль фильтра 42 КИХ ПРД включает ПЗУ, которое реализует фильтр КИХ путем образования произведений I и Q в ответ на адресацию к ПЗУ для просмотра путем

объединения символов ПРД, принятых от чипа 12 процессора по шине 25 процессора, и подсчетов коэффициентов СИНУСА и КОСИНУСА, образуемых счетчиком в модуле 42 фильтра КИХ ПРД. Фильтр 42 КИХ ПРД накапливает шесть последовательных произведений данных I и Q и запоминает результаты для выдачи на чип 17 ЦПЧ по линии 24а.

Минимальная частота, необходимая для работы фильтра 42 КИХ ПРМ, определяется частотой символа (16 кГц), умноженной на число (2) отсчетов I и Q, умноженное на число (10) коэффициентов, умноженное на число (6) отводов, и составляет 1,92 МГц. Ведущая синхронизация 3,2 МГц удовлетворяет этому требованию минимальной частоты. Периоды ожидания добавляются для компенсации времени быстрого исполнения.

Модуль 40 синхронизации ПРД синхронизируется на частоте синхронизации 3,2 МГц, которая определяет период одного состояния. Так как эта частота синхронизации больше, чем требуемый минимум 1,92 МГц, фильтр 42 КИХ ПРД генерирует сигналы для первых шести из десяти периодов состояния.

Каждый новый символ ПРД должен загружаться в кольцевой буфер в фильтр 42 КИХ ПРД на частоте 16 кГц. Новый символ ПРД и прежние пять символов ПРД загружаются в кольцевой буфер. Наиболее старый символ ПРД выдвигается, когда новый символ ПРД сдвигается в это место. Выходная частота фильтра 42 КИХ ПРД составляет 320 кГц. Из каждого символа ПРД генерируются десять величин данных I и десять величин данных Q. В таблице 1 показано, каким образом из каждой 5-разрядной величины могут выделяться разряды I, Q и отсутствия информации.

Данные в кольцевом буфере циклически сдвигаются каждые 6 из 10 состояний. Один новый символ ПРМ и пять прежних символов ПРМ находятся в кольцевом буфере в течение двадцати из этих десяти периодов состояния. Коэффициентная часть адресов ПЗУ также увеличивается каждые шесть из десяти периодов состояния. Сумматор в фильтре 42 КИХ ПРД суммирует результаты каждого произведения данных I, выданных ПЗУ для каждого из шести периодов состояния. Поэтому регистр сумматора очищается для первого сложения, и результат каждого последующего сложения синхронизируется в регистр обратной связи сумматора таким образом, что он может складываться с вновь полученным произведением. После того, как произойдет шесть сложений, результат вводится в работу в выходном сдвиговом регистре. То же самое происходит в отношении тех же коэффициентов и произведений данных Q, полученных из ПЗУ для каждого символа ПРД.

Строки адресов ПЗУ обеспечивают возможность поиска шестидесяти коэффициентов КОСИНУСА и шестидесяти коэффициентов СИНУСА в отношении четырех возможных индексов данных I, Q. Для этого необходимо семь адресных строк для коэффициентов и две адресные строки для данных I, Q. Для выходного сигнала фильтра КИХ требуется 10 бит. Два дополнительных бита требуются для поддержания точности

фракционной части проометровых величин. В связи с этим размер ПЗУ должен составлять 512х12 СДР индекса данных I, Q подается в обход ПЗУ на схему единичных дополнений, которая принуждает выход ПЗУ инвертироваться.

Если симол, адресующий ПЗУ, является симолом отсутствия (информации), бит отсутствия управляет четырьмя из семи строк адресов коэффициентов. Так как для поиска коэффициента используется семь строк адреса, это этого необходимо 128 ячеек. Требуется только 120 коэффициентов. Благодаря этому неиспользуемыми остаются восемь ячеек. В эти ячейки загружаются нулевые величины, так что информация нулей может быть легко выведена на выход из ПЗУ.

Функция дополнения до двух реализуется путем использования единичного дополнения и переноса логической 1 в последующий сумматор. Выход сумматора обходит вход сумматора для последовательных сложений или выводится через мультиплексор на выходной сдвиговой регистр. Выход округляется путем использования только десяти старших разрядов.

Выходы колеблющего буфера фильтра КИХ ПРД устанавливаются на ноль после установки в исходное положение. Это дает возможность обрабатывать нулевую информацию, пока не будут загружены новые величины символов ПРД. Первыми обрабатываются данные I, за которой следует обработка данных Q.

Сигнал прерывания синхронизации ПРД происходит только в течение интервала информации ПРД. Процессор не знает, когда начинается или кончается интервал ПРД, иначе, как путем реагирования на это прерывание. Сигнал может иметь активную низкочастотную длительность одного цикла синхронизации 3,2 МГц, чтобы гарантировать, что прерывание не является активным как только оно использовано. Прерывание синхронизации ПРД происходит каждый раз с другим симолом (16 кГц/2).

Прерывание синхронизации ПРМ происходит в отношении полной группы (блока) данных. Чип 12 процессора маскирует это прерывание путем использования метки интервала ПРМ в качестве маски. Прерывание синхронизации ПРМ имеет активную низкочастотную длительность одного цикла синхронизации 3,2 МГц.

Прерывание начала интервала ПРМ происходит каждые 11,25 микросекунд и имеет активную низкочастотную длительность одного цикла синхронизации 3,2 МГц.

Каждый сигнал прерывания принудительно переводится в неактивное высокое состояние после установки в исходное положение.

Модуль 44 синхронизации кода генерирует стробы синхронизации и посылает необходимый синхросигнал по линиям 29а на схему 11 ССАЛ и кода, чтобы вызвать передачу 8 бит данных между кодом и процессором на частоте 8 кГц. Код 11 принимает и передает 8 бит данных каждые 8 кГц. Модуль 44 синхронизации кода посылает сигнал синхронизации кода по линии 29а и синхросигнал кода по линии 29b. Синхросигнал кода по линии 29а

генерируется на частоте 1,6 МГц путем деления посланного синхросигнала 3,2 МГц на два. Импульс 8 кГц одного периода 3,2 МГц принимается от схемы 39 синхронизации ПРМ и повторно синхронизируется для одного периода 1,6 МГц, и таким образом гарантируется реализация по отношению нарастающих фронтов синхросигнала 1,6 МГц. С помощью этих двух сигналов достигается передача данных ИКМ между кодом 11 и чипом 12 процессора. Это позволяет синхронизировать данные ИКМ абонента относительно данных ИКМ базовой станции.

Модуль 45 управления вызванным звонком реагирует на управляющий сигнал возбуждения звонка, генерируемый в чипе 12 процессора и идущий из регистра 36 состояния и управления по внутренней шине 48 путем генерирования сигнала прямоугольного колебания частотой 20 Гц по линии 31а и двух сигналов управления фазой на частоте 80 кГц: фаза А по линии 31b и фаза В по линии 31с, и передачи этих сигналов на схему 21 вызванного звонка. Сигнал прямоугольного колебания частотой 20 Гц по линии 31а управляет полярностью напряжения звонка, образованного схемой 21 вызванного звонка для схемы 10 интерфейса телефона. Фазовые сигналы частотой 80 кГц по линиям 31b и 31с управляют шириной импульса модулируемого источника питания в схеме 21 вызванного звонка.

Установка в исходное положение или сигнал на звонок ССАЛ по линии 29с от части ССАЛ схемы 11 ССАЛ и кода выключает или игнорирует эти сигналы по линиям 31а, 31b, 31с после того, как сигнал возбуждения звонка, поступающий от чипа 12 процессора, включает их. Это обеспечивает то, что вызванный звонок выключен, если происходит установка в исходное положение или телефонная трубка снимается с рычага.

Так как схема 21 вызванного звонка генерирует высокое напряжение и рассеивает много энергии, это напряжение не генерируется, за исключением тех случаев, когда требуется чипом 12 процессора.

Модуль 39 декодирования внешних адресов генерирует выборки чипа по шине 25 процессора, которые используются чипом 12 процессора для доступа к чипу 17 ЦПЧ, аппаратным средствам УАПЧ, медленно действующему СЛПЗУ 14 в отдельных различных адресных сегментах. Чип 12 процессора образует восемь строк адресов СДР, пространство для данных и программные сигналы пространства. Они декодируются для генерирования соответствующих выборок чипа.

Модуль 38 сторожевого таймера генерирует импульс длительностью 50 микросекунд установки в исходное положение аппаратных средств по линии 51, который устанавливает в исходное положение все модули 16 чипа КИХ и все модули абонентских станций на фиг. 1. Модуль 38 сторожевого таймера генерирует импульс, если он не установлен в исходное положение в период 512 микросекунд сигналом стробирования сторожевого таймера, образуемого по шине 48 посредством регистров 36 управления и состояния.

Чип 17 ЦПЧ соединен интерфейсом с чипом 12 процессора с помощью шины 25

RU 2159007 C2

RU 2159007 C2

процессора, с чипом 16 КИХ - посредством линий 23 и 24, с ЦАП 18 - посредством линии 71 и с генератором в радиостановке 20 - посредством линии 72

Генератор в радиостановке 20 генерирует ведущий синхросигнал 21,76 МГц по линии 71 на чип 17 ЦПЧ.

Как показано на фиг. 3, чип 17 ЦПЧ включает генератор 60 синхроимпульсов, модуль 61 декодирования процессора, модуль 62 интерфейса чипа КИХ, интерполлятор 63, управляющий регистр 64, настроенные регистры 65, фазовый сумматор 66 ПЦС, модуль 67 генерирования СИНУСА и КОСИНУСА ПЦС, модулятор 68 и формирователь шума 69. В комбинации фазовый сумматор 66 ПЦС и генератор 67 СИНУСА и КОСИНУСА ПЦС образуют прямой цифровой синтезатор (ПЦС) для цифрового синтезирования цифрового сигнала промежуточной частоты.

Чип 17 ЦПЧ является чипом ИСПО, который функционирует как ЗУ данных процессора.

Чип 17 ЦПЧ функционирует в одном из двух рабочих режимов: режиме генерирования модулированной несущей и режиме чистой несущей. В режиме генерирования модулированной несущей групповые данные вводятся в область I, Q, и эти данные используются для модулирования чистой несущей, образованной функцией ПЦС чипа 17 ЦПЧ. В режиме генерирования чистой несущей входы групповых данных игнорируются, а немодулированная несущая из ПЦС подается на ЦАП 18.

Генератор 60 синхроимпульсов генерирует все тактирующие и синхронизирующие сигналы в чипе 17 ЦПЧ, а также генерирует синхросигнал 3,2 МГц и опережающий синхросигнал 3,2 МГц, которые подаются на чип 16 КИХ по линиям 23а и 23б. Два первичных синхросигнала, используемых в чипе 17 ЦПЧ, являются синхросигналом 21,76 МГц и сигналом стробирования интерполяции 2,56 МГц. Синхросигнал 3,2 МГц используется внутри схемы для сдвига данных I и Q по линии 24а из чипа 16 КИХ в модуль 62 интерфейса КИХ.

Генератор 60 синхроимпульсов буферизует синхросигнал 21,76 МГц, принятый по линии 72 от генератора в радиостановке 20, и выдает буферизованный синхросигнал 21,76 МГц по линии 71а. Такая буферизация производится для образования достаточной возбуждающей способности у внутренних функций и сведения до минимума фазового сдвига хронящихся импульсов. Буферизованный синхросигнал 21,76 МГц также является синхросигналом для ЦАП 18 и других внешних схем.

Генератор 60 синхроимпульсов генерирует синхросигнал 3,2 МГц путем деления синхросигнала 21,76 МГц на 6 и на 6 в следующей последовательности: 6-8-6-8-6, а средний делитель тем самым получается равным 6,8 ($21,76/6,8 = 3,2$). Эффект этого за цикл изменения состоит в минимальном периоде 276 нс и максимальном периоде 368 нс. Опережающий вариант синхросигнала 3,2 МГц также передается как опережающий сигнал синхронизации 3,2 МГц по линии 23б. Оба синхросигнала являются идентичными, за исключением того, что сигнал диверсии ПЗУ по линии 23б опережает синхросигнал

3,2 МГц по линии 23а на один цикл синхронизации 21,76 МГц.

Генератор 60 синхроимпульсов выдает стробирующий сигнал 2,56 МГц по внутренней линии 74 путем деления синхросигнала 21,76 МГц на 8 и 9 в равной последовательности (8-9-8-9-...), а получаемый в результате средний делитель равен 8,5 ($21,76/8,5 = 2,56$ МГц). Этот сигнал используется интерполатором 63 и модулятором 68.

Модуль 61 декодирования процессора позволяет процессору управлять всеми внутренними функциями чипа 17 ЦПЧ. Модуль 61 декодирования процессора дешифрует адреса процессора и стробирующие процессора, принятые из пространства для данных по шине 25 процессора, для образования стробов внутренней записи, которые передаются по внутренней шине 76 на управляющий регистр 64 и настроенные регистры 65, обеспечивая чипу 12 процессора возможность записывать управляющие данные и данные о конфигурации. Только один выход из модуля 61 декодирования процессора является активным в любой данный момент времени. Адреса процессора определяют, какой выход генерируется, если выбрана функция в адресном пространстве чипа 17 ЦПЧ, сигнал выборки чипа по линии 24с от чипа 16 КИХ становится активным.

Модуль 62 интерфейса КИХ принимает отсчеты I и Q от чипа 16 КИХ по линии 24а в последовательном формате и преобразует их в 10-разрядный параллельный формат, в котором они подаются на модуль интерполатора по линии 77. Стробирующий сигнал I, Q по линии 24б от чипа 16 КИХ используется для отличия данных I от данных Q. Модуль 62 интерфейса КИХ также вычитает прежние выборки I и Q из текущих выборок для образования выборок ΔI и ΔQ , которые затем сдвигаются вправо на 4 места (деление на 16) для образования правильного приращения для модуля интерполатора по линии 78. Так как модуль 62 интерфейса КИХ посылает данные на интерполатор 63, синхросигнал посылается модулем 62 интерфейса КИХ на генератор 60 синхронизации стробирующего 2,56 МГц, посылаемого по линии 74.

Интерполатор 63 суммирует ΔI и ΔQ на частоте $160 \text{ кГц} \times 16 = 2,56 \text{ МГц}$ и посылает выборки интерполированных I и Q на модулятор 68 по линиям 80 и 81 соответственно. Интерполатор 63 выполняет 61-кратное линейное интерполирование, чтобы сократить дискретизацию 160 кГц абонентских линий, отсутствующих в групповых данных, принятых от чипа 16 КИХ.

Интерполатор 63 последовательно суммирует отсчеты ΔI и ΔQ для генерирования выходного сигнала на частоте 2,56 МГц. В конце цикла суммирования (16 итераций) выходной сигнал интерполатора должен быть равен текущим отсчетам I и Q. Это имеет важное значение, поскольку следующий цикл суммирования начинает свой цикл с текущих данных. Для обеспечения правильности данных в течение последнего цикла суммирования текущие данные I и Q вводятся непосредственно в выходной регистр интерполатора вместо выходных сигналов сумматора (который должен иметь те же данные).

Управляющие регистры 64 используются для управления и конфигурирования чипа 17 ЦПЧ и для выбора рабочих режимов. Все управляющие регистры 64 загружаются числом 12 процессора по шине 25 процессора.

Имеется три управляющих регистра 74. Первый управляющий регистр регистрирует сигнал РЕЖИМ НЕПРЕРЫВНЫХ КОЛЕБАНИЙ (НК), сигнал АВТОНАСТРОЙКА ВЫСОКОГО-НИЗКОГО и сигнал АВТОНАСТРОЙКА НИЗКОГО-ВЫСОКОГО. Второй управляющий регистр регистрирует сигнал ВЫБОР ЗНАКА, сигнал ВЫБОР ФАЗЫ ВЫХОДНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ, сигнал РАЗРЕШЕНИЕ ИНТЕРПОЛЯТОРА, сигнал ВЫБОР СИНХРОНИЗАЦИИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ ПОРТОВ, сигнал ВЫБОР РЕЖИМА

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ/ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ, и сигнал РАЗРЕШЕНИЕ КВАДРАТУРЫ. Управляющие функции, связанные с этими сигналами, описаны ниже в заключительной части описания других модулей чипа 17 ЦПЧ.

Третий управляющий регистр возбуждает и указывает коэффициенты для формирователя 69 шума.

Имеется три 8-разрядных настроечных регистра 65 для загрузки 24 бит данных фазового приращения для указания частоты ПЦС. Благодаря этому обеспечивается 24-разрядное настроечное слово, которое дает разрешающую способность по частоте: $(\text{частота отсчетов})/2^{24} = 21,76 \text{ МГц}/2^{24} = 1,297 \text{ Гц}$. Выходная частота ПЦС равна разрешающей способности, умноженной на 24-разрядное настроечное слово.

Настроечные регистры 65 загружаются числом 12 процессора по шине 25 процессора. Настроечное слово буферизуется дважды настроечными регистрами 65, так что чип 12 процессора может записывать данные в эти регистры свободно, без влияния на текущую работу ПЦС.

Настроечное слово загружается из настроечных регистров буфера в выходные настроечные регистры, когда выдается команда НАСТРОЙКА. Команда НАСТРОЙКА синхронизируется с синхронным импульсом 21,76 МГц для образования синхронного перехода.

Фазовый накопитель 66 ПЦС производит накопление по модулю 2 фазового приращения, посылаемого по линии 82 настроечными регистрами 65. Выход фазового накопителя 66 представляет оцифрованную фазовую величину, которая подается по линии 83 на генератор 67 СИНУСА и КОСИНУСА ПЦС. Генератор 67 СИНУСА и КОСИНУСА ПЦС генерирует синусоидальную функцию. ПЦС работает по принципу, что оцифрованное колебание может генерироваться путем накопления фазовых изменений на более высокой скорости.

Настроечное слово, которое будет разным для разных абонентских пунктов, представляет собой фазовое изменение для фазового накопителя 66. Выход накопителя 66 может занимать диапазон от 0 до $2^{24}-1$. Этот интервал представляет собой фазовое изменение на 360° . Хотя накопитель 66 работает в стандартном двоичном режиме, это оцифрованное фазовое представление может быть выходом на генератор колебания для формирования произвольного колебания. В чипе 17 ЦПЧ генераторы 67 СИНУСА и

КОСИНУСА ПЦС образуют функции СИНУСА и КОСИНУСА по линиям 84 и 85 соответственно.

Период функции колебания основан на времени, необходимом для выполнения суммирования до верхнего предела накопителя ($2^{24}-1$). Это означает, что если получено большое фазовое приращение, то этот предел будет достигнут быстрее. Наоборот, если получено небольшое приращение, то потребуется большее время. Фазовый накопитель 66 выполняет простое суммирование входных фазовых приращений и может быть представлен следующим уравнением:

$$\Phi_i = \sum_{i=1}^n \Phi_{inc} \quad (\text{ур. 1})$$

где n обозначает число итераций, а Φ_{inc} представляет собой просто данные, переданные по линии 82 от настроечных регистров 65.

В варианте реализации чипа 17 ЦПЧ, который представлен в данном описании, величина Φ_i ограничена длиной накопителя, максимум которой составляет 2^{24} . Поэтому текущая фаза может быть описана как $\Phi_i = (\Phi_i - 1 + \Phi_{inc}) \bmod 2^{24}$ (ур. 2).

Поскольку синхронизация суммирования является фиксированной и должна представлять собой ведущий входной синхросигнал 21,76 МГц, полный цикл содержит $2^{24}/f_{inc}$ итераций в одном периоде итерации, равном $1/21,76 \text{ МГц}$. Таким образом, на весь цикл требуется следующее количество времени:

$$\frac{2^{24}}{21,76 \text{ МГц} \cdot \Phi_{inc}}$$

Поскольку этот период представляет собой цикл в 360° , обратная величина этого выражения является частотой. Поэтому частота ПЦС будет равна:

$$f_{\text{ПЦС}} = \frac{21,76 \text{ МГц} \cdot \Phi_{inc}}{2^{24}} \quad (\text{ур. 3})$$

В модуле 67 генерирования СИНУСА И КОСИНУСА ПЦС генерируются колебания СИНУСА и КОСИНУСА, так что в модуляторе может проводиться сложное смешивание. Каждое колебание генерируется с помощью двух поисковых таблиц, представляющих собой грубую и точную оценку колебания. Две величины складываются для образования оставшихся 12-разрядных знаковых выходных сигналов данных двичных дополнений СИНУСА и КОСИНУСА по линиям 84 и 85. Поисковые таблицы реализованы в ПЗУ, которые адресуются с помощью четырнадцатого СДР сигнала по линии 83 от фазового накопителя 66 ПЦС.

Необходимо иметь такое фазовое и амплитудное разрешение, какое можно практически реализовать. В конфигурации чипа 17 ЦПЧ в секции генерирования колебания предусмотрено 14 бит фазового входа и 12 бит амплитудного выхода данных. Если бы для генерирования этих данных применялся подход с позиции "трубой сил", то потребовались бы очень большие таблицы для генерирования всех возможных фазовых и амплитудных величин (например, 16 тысяч

слов по 12 бит каждое). Для снижения размера таблицы чип 17 ЦПЧ использует квадратную симметрию и тригонометрическое разложение выходных данных.

Так как колебания СИНУСА и КОСИНУСА имеют квадратную симметрию, два старших разряда фазовых данных используются для зеркального отражения одианных квадрантных данных относительно осей X и Y. Для функции СИНУС амплитуда волны в интервале от π до 2π является отрицательной в амплитуде в интервале от 0 до π . Для функции КОСИНУС амплитуда волны в интервале от $\pi/2$ до $3\pi/2$ является отрицательной амплитудой в интервале от $3\pi/2$ до $\pi/2$. Два старших разряда фазового накопителя указывают квадрант (00 \rightarrow 1, 01 \rightarrow 2, 10 \rightarrow 3, 11 \rightarrow 4). Для функции СИНУС старший разряд фазовых данных используется для отрицания положительных данных, генерированных для первых двух квадрантов. Для функции КОСИНУС используется функция Исключающее ИЛИ двух старших разрядов фазовых данных для отрицания положительных данных, генерированных для квадрантов 1 и 4.

Вышеприведенный способ снижает потребности в памяти в 4 раза. При этом потребности в памяти также ограничены 4К-словами * 12 бит. Для снижения размеров таблиц далее производится тригонометрическое разложение по углам. Используется следующее тригонометрическое тождество:

$$\sin \phi = \sin(\phi_1 + \phi_2) = \sin \phi_1 \cos \phi_2 + \sin \phi_2 \cos \phi_1 \quad (\text{ур } 4)$$

Полагая $\phi_2 = \phi_1$, получают полную аппроксимацию следующего вида

$$\sin \phi \approx \sin \phi_1 + \sin \phi_1 \cos \phi_1 \quad (\text{ур } 5)$$

Не требуется использовать все биты ϕ_1 , так как вычисляется второй член уравнения, тогда ϕ_1 заменяет ϕ_1 .

Для генерирования функции КОСИНУС может использоваться та же аппроксимация, так как

$$\cos \phi = \sin(\phi + \pi/2) \quad (\text{ур } 6)$$

Это ведет к модификации переменных ϕ_1 и ϕ_1 когда вычисляется функция КОСИНУС. Данные, загруженные в ПЗУ КОСИНУСА, будут включены в эту модификацию угла, так что изменения в фазовых данных не требуются.

Модулятор 68 смешивает интерполированные отсчеты I и Q по линиям 80 и 81 с цифровым сигналом промежуточной частоты с помощью данных сложной функции СИНУСА и КОСИНУСА по линиям 84 и 85 для получения модулированного цифрового сигнала промежуточной частоты по линии 87.

Интерполированные отсчеты I, Q и выход ПЦС смешиваются в цифровом виде двумя умножителями 10 * 12. Выходы процесса смешения затем суммируются 12-разрядным сумматором для образования модулированной несущей. Можно изменить работу модулятора 68 путем принудительного приравнивания входа I всем нулям, а входа Q всем единицам. Эффект этого в состоит в том, что один умножитель будет подавать на выход все нули, а другой будет подавать на

выход сигнал только от генератора 87 СИНУСА И КОСИНУСА ПЦС. Сумма этих двух сигналов дает немодулированный цифровой сигнал промежуточной частоты.

Модулятор 68 создает модулированный цифровой сигнал промежуточной частоты по линии 87 согласно следующему уравнению:

$$f(t) = I \cos(\phi(t)) + Q \sin(\phi(t)) \quad (\text{ур } 7)$$

12-разрядный выход генератора 67 СИНУСА И КОСИНУСА ПЦС умножается на 10-разрядные интерполированные отсчеты I и Q из интерполятора 63 для генерирования двух 12-разрядных произведений. Два произведения затем складываются (объединяются) для генерирования 12-разрядного модулированного выхода по линии 87.

Так как и умножитель I, и умножитель Q генерируют 12-разрядные произведения, возможно переполнение, когда их выходы объединены. Поэтому необходимо обеспечить, чтобы величина вектора, генерированного I и Q, никогда не превышала 1 (принимая, что $|I|, |Q|$ являются дробными числами не больше единицы). Если это не обеспечивается, тогда возможно переполнение сумматора модулятора.

Формирователь 69 шума образует фильтрованные модулированные или немодулированные цифровые сигналы промежуточной частоты по линии 71b для ЦАП 18. Формирователь 69 шума предназначен снижать величину шумовой мощности в выходном спектре, вызываемой ошибкой квантования амплитуды.

Фильтр 69 шума работает по тому принципу, что шум квантования является нормальным случайным процессом, и спектральная плотность мощности процесса является равномерной по полосе частот. Требуемый выходной сигнал накладывается сверху на это основание шума квантования. Устройство формирования шума является простым многовыводным фильтром с конечной импульсной характеристикой (КИХ). Фильтр образует нуль, который уменьшает мощность шума квантования в определенной части полосы частот. Когда требуемый сигнал накладывается на спектр фильтрованного шума, эффективное отношение сигнала к квантованному шуму возрастает.

Функция передачи КИХ-фильтра выражается как:

$$H(z) = 1 + bz^{-1} - z^{-2} \quad (\text{ур } 8)$$

Каскад двух сумматоров создает вторую выводимую величину "b" в диапазоне от +1,75 до -1,75 (в двоичных весах 0, 0,25, 0,50, 1,0), что будет сдвигать нуль фильтра по выходной полосе частот таким образом, что он может быть помещен как можно ближе к требуемой выходной частоте для максимального отношения сигнала к квантованному шуму.

Нулевая частота может быть вычислена путем определения корней вышеприведенного уравнения в плоскости "Z". Корни являются комплексно сопряженной парой, которая находится на единичном круге. Нулевая частота выводится из отношения:

$$f_{\text{нулевая}} = \frac{\theta}{360} * f_{\text{выборки}} \quad (\text{ур } 9)$$

где θ обозначает угол корня в верхней половине плоскости. Сопряженный корень

RU 2 159 007 C2

RU 2 159 007 C2

будет давать нулевую частоту, близкую к минимально допустимой частоте.

Таблица 2 содержит нулевые частоты, генерируемые вторым отводом двачинового веса. Пусть b_3, b_2 и b_1 соответствуют весам 1,0, 0,5, 0,25, символ "-" означает, что отвод равен своему весу, символ "+" означает, что отвод равен отрицательному значению своего веса, и "0" означает, что отвод не имеет веса. Некоторые из нулевых частот равны частотам других комбинаций просто потому, что возможные комбинации иногда перекрываются (например, $1,0 + 0,5 - 0,25 = 1,0 + 0,0 + 0,25$). Частота дискретизации $f_{\text{дискретизации}}$ составляет 1,00.

Вся синхронизация исходит из сигнала синхронизации 21,75 МГц по линии 71а.

Ниже описаны функции, связанные с сигналами в управляющих регистрах 64.

Когда установлен сигнал РЕЖИМ НК, входу I на соответствующий умножитель в модуляторах 68 принудительно присваиваются все нули, а соответствующему входу Q принудительно присваиваются все единицы. Суммарный эффект в том, что генерируется немодулированная несущая. Эта функция буферизуется дважды, и загруженные данные не станут активными, пока не будет выдана команда НАСТРОЙКА.

Сигнал РАЗРЕШЕНИЕ ИНТЕРПОЛЯТОРА возбуждает 16-кратный интерполатор на отсчетах I. Q. Если сигнал РАЗРЕШЕНИЕ ИНТЕРПОЛЯТОРА не установлен, то данные I, Q подаются непосредственно на вход умножителя.

Внешнее ЗУ, необходимое для работы чипа 12 процессора, образовано быстродействующим ЗУ 13 и медленнодействующим ЗУ 14. К быстродействующему ЗУ 13 обращается дешифратор 15 адресов. Быстродействующее ЗУ 13 является кэш-памятью, реализованной в ОЗУ, имеющем нулевые состояния ожидания. Медленнодействующее ЗУ 14 является памятью большого объема, которое реализовано в СППЗУ, имеющем два состояния ожидания. Медленнодействующее ЗУ соединено с чипом 12 процессора для хранения рабочих кодов, используемых чипом 12 процессора, когда эти коды не требуются для работы с нулевыми состояниями ожидания, а быстродействующая память соединена с чипом 12 процессора для временного хранения рабочих кодов, используемых чипом 12 процессора, когда коды используются с нулевыми состояниями ожидания. Когда операции должны проводиться с нулевыми состояниями ожидания, код может быть загружен из медленнодействующего ЗУ в быстродействующее ЗУ 15 и работать оттуда. Такие операции включают программы обслуживания прерываний, демодуляцию сигнала, захват КУР, демодуляцию ФММ и обработку данных и речевых сигналов.

Чип 12 процессора включает единственную модель TMS320C25 процессора цифровых сигналов, который выполняет четыре основных задачи: задачу управления абонентом (ЗУА) 91, задачу управления каналом (ЗУК) 92, задачу обработки сигнала (ЗОС) 93, и задачу модемной обработки (ЗМО) 94, как показано на фиг. 4. Эти четыре задачи управляются

модулем 95 управляющей программы. ЗУА имеет дело с телефонным интерфейсом и обработкой вызова высокого уровня. ЗУК управляет работой и настройкой модема и ОВЛП и выполняет регулировки синхронизации ПРД и уровня мощности в соответствии с запросами базовой станции. ЗОС выполняет ОВЛП, устранение эха (отраженного сигнала) и функции генерирования тона. Управляющая программа вызывает эти четыре задачи последовательно и общается с ними через управляющие слова.

ЗУА 91 обеспечивает функцию управления высокого уровня в абонентской станции и имеет три основных режима работы: холостой, речевой и прекращения задачи. ЗУА вводит холостой режим после включения питания и остается в этом состоянии, пока не произойдет фактическое речевое соединение. Во время холостого режима ЗУА контролирует абонентский телефонный интерфейс в отношении активности и реагирует на запросы базовой станции, принимаемые по каналу управления радиостанцией (КУР).

Основная функция ЗУА состоит в руководстве абонентским пунктом через установление и разрыв речевых соединений по радиоканалу. Однако перед тем, как пункт установит какой-либо тип вызова, он должен определить правильную базовую станцию. ЗУА определяет, какая частота КУР должна использоваться, и посылает информацию о частоте на ЗУК. Установка в исходное положение канала связи между абонентским пунктом и базовой станцией описана в заявке на патент США 07/070970, поданной 8 июля 1987 г.

После того, как абонентский пункт получит синхронизацию КУР, он может установить вызов путем обмена сообщениями по КУР с базовой станцией и путем контроля и установления сигналов аппаратных средств на телефонном интерфейсе. Нижеследующий маршрут в кратком изложении описывает события, которые происходят во время установления вызова.

Нормальное установление вызова для организации вызова начинается со снятия с рычага микротелефонной трубки абонента для инициирования требования на обслуживание. ЗУА посылает сообщение ЗАПРОС ВЫЗОВА на базовую станцию. ЗУА принимает сообщение СОЕДИНЕНИЕ ВЫЗОВА. ЗУА посылает сигнал на ЗУК для достижения синхронизации по речевому каналу.

который для этого выделен, через сообщение СОЕДИНЕНИЕ ВЫЗОВА ЗУК достигает синхронизации по речевому каналу. Абонент принимает тональный сигнал "линия свободна" от центральной станции. Установление вызова завершено. Центральная станция обеспечивает остальную поддержку окончанию вызова.

Нормальное установление вызова в отношении окончания вызова происходит следующим образом. ЗУА принимает сообщение СТРАНИЦА от базовой станции. ЗУА отвечает сообщением ОДОБРИЕ ВЫЗОВА. ЗУА принимает сообщение СОЕДИНЕНИЕ ВЫЗОВА. ЗУА посылает сигнал на ЗУК для достижения синхронизации по выделенному речевому каналу через

сообщение СООБЩЕНИЕ ВЫЗОВА ЗУК достигает синхронизации по речевому каналу. ЗУА запускает генератор вызывного звонка для подачи звонка на локальную цепь. Абонент снимает телефонную трубку с рычага. Прозвонивание прекращается. Речевое соединение завершено.

ЗУА реализует установление вызова и прекращение вызова как конечный автомат.

Если соединение речевого канала успешно завершено, ЗУА переключается на речевой режим и выполняет очень ограниченный набор поддерживающих функций. Загрузка процессора ЗУА в это время поддерживается минимальной, чтобы дать процессору максимальную возможность обработки алгоритмов модема, устранения эха, речевого сжатия ОВЛП.

ЗУА устанавливает режим прекращения задачи в результате безуспешной попытки инициирования вызова или неожиданного прерывания вызова. В течение режима прекращения задачи сигнал переупорядочения посылается на телефонный аппарат ЗУА контролирует телефонный интерфейс абонента в отношении отождествления (условие при положении телефонной трубки), в течение какого времени абонентский пункт входит в режим холостого состояния. Запросы базовой станции, принятые по каналу управления радиостанцией (КУР) игнорируются, пока не будет детектировано отождествление.

ЗУК 92 функционирует как контроллер канала уровня связи в средствах программирования полосы групповых частот. ЗУК имеет три основных задачи: работа КУР, доработка, и речевое функционирование.

При включении питания ЗУК вводит состояние работы КУР для проведения поиска и затем поддерживает КУР. Функционирование КУР включает следующие функции: управление "мертвой зоной" внешнего ЗУ, отслеживание синхронизации и состояние задачи модема, регулировка синхронизации радиоканала, фильтрование сообщения КУР PPM, форматирование сообщения КУР PRD, контроль Вх/Вых буфера ИКМ, и обработка информации линии связи.

После установления речевого соединения ЗУК устанавливает состояние отладки для точной настройки частичной синхронизации модема. Отладка включает следующие функции: интерпретирование и реагирование на импульсы отладки, генерирование и форматирование импульсов отладки PRD, передачу сообщений на ЗУА, когда это требуется, контроль состояния модема, и контроль Вх/Вых буфера ИКМ.

После отладки ЗУК начинает речевое функционирование, которое включает следующие функции: поддержку сигнализации кодового слова, восстановление выпадения, отслеживание синхронизации и состояния модема, и контроль Вх/Вых буфера ИКМ.

ЗУК 92 имеет три основных состояния функционирования: холостое, отладка и речевое. Ниже описан маршрут по переходам состояния, входящих в работу ЗУК.

После установления в исходное положение ЗУК вводит холостое состояние и остается неактивным, пока не будет дана команда о выделении канала блоком ЗУА. ЗУА обеспечивает ЗУК частотой, на которой

происходит поиск канала управления радиостанцией (КУР). ЗУК затем инструктирует ЗМО синхронизировать приемник на заданной частоте и произвести поиск отверстия (гнезда) внешнего ЗУ. Неудача при детектировании отверстия ВЗУ в заданный период времени побуждает ЗУК запрашивать другую частоту от ЗУА, на какой производить поиск. Это продолжается до бесконечности, пока детектирование отверстия ВЗУ не будет успешным.

После успешного детектирования отверстия ВЗУ ЗУК начинает проверять принятые данные в отношении уникального слова. Небольшое окно вокруг номинального положения уникального слова сканируется, так как процесс детектирования ВЗУ может быть выключен несколько раз символами. После того, как уникальное слово определено, слово детектирования ошибки КИК подтверждается как правильное, может быть определена точная синхронизация символа приема. Тогда могут регулироваться метки кадрирования ВУ для правильного выраживания, и начинается нормальная поддержка КУР. Если уникальное слово не может быть обнаружено, детектирование отверстия ВЗУ считается ложным, и ЗУК запрашивает выделения новой частоты у ЗУА.

Во время работы КУР ЗУК фильтрует полученные сообщения КУР. Большинство сообщений КУР базовой станции являются нулевыми конфигурациями, и они игнорируются после считывания информации связи из байта связи. Сообщения КУР, которые содержат реальную информацию, посылаются на ЗУА для обработки. Если синхронизация КУР утрачена, ЗУК снова запрашивает новую частоту у ЗУА. ЗУА сообщает правильную частоту в соответствии с алгоритмом поиска частоты КУР.

Когда ЗУА иницирует речевой канал, ЗУК выделяется речевой канал и интервал времени. ЗУК делает абонентский пункт активным в соответствии с этим назначением и начинает процесс отладки. В течение отладки базовая станция и абонентский пункт передают сигнал OFDM, специально предназначенный содействовать модему в получении времени частичного бита. Центральный процессор базовой станции передает смещение синхронизации бита обратно на абонентский пункт как величину регулировки дополнения до двух. ЗУК поддерживает среднее время этих смещений обратной связи. После того, как ЗУК определяет, что величина частичной синхронизации находится в пределах требуемых допусков, он соответственно регулирует синхронизацию, передавая абонентского пункта. Длительность среднего времени определяется динамически в зависимости от изменений частичных временных отсчетов. После регулировки синхронизации среднее время устанавливается в исходное положение и операция повторяется.

После детектирования базовой станцией того, что абонентский пункт находится в рамках приемлемых допусков синхронизации, она определяет окончание процесса отладки, и начинается речевая операция. Длительность процесса отладки определяется динамически в зависимости от успеха регулировок синхронизации

абонентского пункта Синхронизация символов целого числа и питания также контролируется и регулируется при необходимости в течение процесса отладки. Если абоненту не удается обнаружить импульсы отладки базовой станции после заданного периода времени, или если процесс отладки не может дать приемлемой синхронизации, соединение прерывается, и ЗУК возвращается к работе КУР

После успешной отладки ЗУК вступает в речевую операцию на выделенном уровне модуляции. Задачи речевой операции включают управление операциями ОВЛП и ЗМО, установление речевой синхронизации и непрерывный контроль слов речевого кода, посланных с базовой станции. Управляющие изменения в локальной сети, переданные посредством кодовых слов, сообщаются на ЗУА, если они имеют место. Инкрементные изменения частичной синхронизации и питания также определяются из кодовых слов. Переданные речевые кодовые слова формулируются с помощью ЗУК на основе управления локальной сети, производимого ЗУА, и в качестве канальной линии связи сообщенное модемом. ЗУК возвращается к КУР, когда ЗУА выполняет последовательность прерывания вызова.

Если речевая синхронизация утрачена, ЗУК инициирует операцию восстановления затухания. После десяти секунд неудачной попытки повторно установить хорошее речевое соединение ЗУК информирует ЗУА о состоянии, инициируя прерывание вызова. Это возвращает ЗУК в холостое состояние.

В течение операции испытания канала речевой импульс заменяется данными испытания канала. Когда принято прерывание, оно анализируется для поиска разрядных ошибок. Подсчет разрядных ошибок передается на базовую станцию прерываниями обратного канала.

ЗСО 93 выполняет все задачи обработки цифровых сигналов (ОЦС) в абонентском пункте. Различные функции ОЦС вызываются, если требуются, под управлением модуля 95 управляющей программы.

ЗСО включает модуль ОВЛП, который выполняется из быстродействующего ОЗУ. Модуль ОВЛП производит сжатие и расширение спектра речевого сигнала ОВЛП посредством устранения эха. Модуль ОВЛП преобразует блоки по 180 байт речевых данных ИКМ 64 килобайт в и из 42 байт сжатых речевых данных, используя алгоритм ОВЛП.

ЗСО также включает модуль управления обработкой сигналов (УОС), который определяет, должно ли быть вызвано генерирование звука или ОВЛП. Если ОВЛП, тогда УОС определяет, вызвать ли программы синтеза или анализа. Программа синтеза возвращает отчет ошибок четности, который обрабатывается программой КТЛ ЗСО (КТЛ - комбинаторная транзисторная логика). Если требуется генерирование звукового сигнала, то определяется, будет ли выход на слушание или записывающее устройство.

ЗСО управляется посредством команд с ЗУА и ЗУК. Эти команды вызывают и управляют работой разных функций в ЗСО, когда они требуются для абонентского пункта. Программное обеспечение устранения

эхо-сигналов и ОВЛП, например, выполняется только в случае, когда абонентский пункт активен по речевому вызову. Тональные сигналы прохождения вызова генерируются в любое время, когда приемник абонентского пункта снят с рычага, и ОВЛП является неактивным. Тональные сигналы включают молчание и переупорядочивание. За исключением холостого режима программа обслуживания прерываний, манипулирующая кодом ИКМ, работает непрерывно как приоритетный процесс, заполняя кольцевой буфер ИКМ.

Функции модема и управления выполняются между проведением операций синтеза и анализа.

Операция демодуляции ЗМО 94 делится на два этапа. ДЕМОДА и ДЕМОДВ, обеспечивая тем самым возможность проводить синтез ОВЛП на данных ПРМ в буфере А сразу после завершения операции этапа ДЕМОДА. После ДЕМОДА все переменные внутренних ОЗУ должны быть загружены во внешнее ОЗУ, затем перезагружены во внутреннее ОЗУ перед проведением этапа ДЕМОДВ. Это имеет место в связи с тем, что ОВЛП использует внутреннее ОЗУ.

Когда прерывание СРМ по линии 26е принято чипом 12 процессора, ЗМО побуждает считать четыре принятых отсчета данных ПРМ и затем загрузить в кольцевой буфер для обработки путем демодуляции. Это дает возможность выполнять другие задачи во время приема отсчетов ПРМ.

ЗМО принимает сигнал прерывания СРМ по линии 26е от чипа 16 КИХ каждые 62,5 мкс в течение интервала приема. Сигнал прерывания СРМ маскируется программно-аппаратными средствами чипа процессора в течение интервалов холостого и передачи.

ЗМО принимает сигнал прерывания СРД по линии 26г от чипа 16 КИХ только в течение интервала передачи. Сигнал прерывания СРД говорит чипу 12 процессора, когда послать новый символ ПРД на чип КИХ.

ЗМО считывает четыре выборки из буфера 35 выборки ПРМ в чипе 16 КИХ во время каждого прерывания СРМ по линии 26е. ЗМО устанавливает в исходное положение светящиеся входы и выходы адресов для буфера при начале интервала приема.

ЗМО посылает символы ПРД на буфер 36 символов ПРД в чипе 16 КИХ.

ЗМО посылает данные на схему частичной синхронизации в модуле 39 синхронизации ПРМ в чипе 16 КИХ, что используется для выравнивания сигнала прерывания СРМ по линии 26е с передачами базовой станции.

ЗМО также синхронизирует частоту ПЦС относительно частоты передачи базовой станции.

Как показано на фиг. 5, ЗМО включает следующие модули: модуль 101 управляющей программы, модуль 102 обучения, модуль 103 получения частоты, модуль 104 разрядной синхронизации, модуль 105 демодуляции речевого сигнала, модуль 106 приема символа и модуль 107 передачи.

Модуль 101 управляющей программы является управляющей программой задачи ЗМО. Он считывает управляющее слово ЗМО из ОЗУ и вызывает другие программы в

соответствию с упрощением словом

Модуль 102 обучения вычисляет вектор 28 комплексных коэффициентов фильтра КИХ. Он активируется в холостом режиме после включения питания и примерно каждые три часа. Передатчик обучения, воплощенный ЗМО, активируется в режиме кольцевой проверки для передачи некоторой последовательности символов. Эта последовательность возвращается на приемник обучения, воплощенный ЗМО, в нормальном режиме, в режимах опережаемой и задерживаемой синхронизации, и в верхнем и нижнем смежных каналах.

Приемник обучения использует отсчеты входного колебания для образования положительно определенной симметричной матрицы A порядка 28. Также создается вектор V из 28 слов из входных отсчетов. Вектор C коэффициентов выражается как:

$$C = A^{-1}V \text{ (yp.10)}$$

Затем вычисляется коэффициент B в соответствии с алгоритмом $B = A^{-1}V$ при данном A .

Передатчик обучения возбуждается в режиме кольцевой проверки для передачи пяти аналогичных пар последовательностей. Каждая пара состоит из следующих двух последовательностей:

последовательность I : 9 нулевых символов, "i", 22 нулевых символа;
последовательность Q : 9 нулевых символов, "j", 22 нулевых символа;

Знак "i" может быть любым символом. Знак "j" является символом, который отличается от "i" на 90°.

Задачи обработки приемника состоят в следующем

Отрегулировать АРУ с тем, чтобы пик сигнала в нормальном режиме был от 50 до 70% максимума. АРУ увеличивается на 23 дБ для 4-го и 5-го режимов.

Считать и запомнить входные отсчеты. Первые 32 отсчета игнорируются, и следующие 64 отсчета запоминаются для каждой последовательности.

Создать матрицу A (28, 28). Проводится следующая операция в нормальном режиме:

$$A(I, J) = A(I, J) + X(4N-I) \cdot X(4N-J) \text{ (yp.11)}$$

Сложение производится для всех N , которые удовлетворяют:

$$0 \leq 4N-I < 64 \text{ и } 0 \leq 4N-J < 64 \text{ (yp.12)}$$

Для опережаемых и задержанных последовательностей выполняется та же операция, за исключением того, что член, вытекающий из $N=8$, не добавляется. В канальных последовательностях верхнего и нижнего смежных каналах выполняется следующий процесс:

$$A(I, J) = A(I, J) + X(2N-I) \cdot X(2N-J) \text{ (yp.13)}$$

Сложение производится для всех N , которые удовлетворяют:

$$0 \leq 2N-I < 64 \text{ и } 0 \leq 2N-J < 64 \text{ (yp.14)}$$

Образовать вектор V (128) из выборки первой пары последовательностей:

$$\operatorname{Re} \{V(i)\} = X(32-i), \text{ где } X \text{ представляет собой выборку первой (I)}$$

последовательности,

$$\operatorname{Im} \{V(i)\} = X(32-i), \text{ где } X \text{ представляет собой выборку второй (Q)}$$

последовательности

Определять вектор C коэффициентов путем решения уравнения:

$$A \cdot C - V = 0 \text{ (yp.15)}$$

Эти этапы обработки более подробно описаны в патенте США 4644561, выданном 17 февраля 1987 г. на имя Eric Paneth и др.

Модуль 103 получения частоты работает, когда принимает управляющий канал, чтобы синхронизировать частоту ПРМ абонентского пункта с частотой передачи базовой станции. Это производится путем регулирования выхода НК ПЦС, пока не будут равны энергии двух боковых полос принятого сигнала. После этого регулируются частоты ПРД ПЦС в соответствии с вычисленным отклонением частоты.

Если операция не достигает синхронизации частоты, соответствующий код ошибки помещается в слово состояния.

Модуль 104 разрядной синхронизации работает, когда принимает КУР и после завершения операции получения частоты. Определенный образец передается в первые 44 символа в передаче КУР от базовой станции, и это используется этим модулем для вычисления отклонения СПРМ от правильного времени дискретизации. Это отклонение используется для регулирования синхронизации СПРМ.

Модуль 105 демодуляции речевого сигнала возбуждается для демодулирования сегмента речевого сигнала. Он находится в медленно действующем СПЗУ, и его функции делятся между двумя стадиями операций ДЕМОДА и ДЕМОДВ.

Функция ДЕМОДА включает установление в исходное положение параметров для модуля 106 приема символов; вызов модуля приема символов для обработки принятых символов для буфера A , и загрузку переменных во внешнее ОЗУ перед подачей на выход.

Функция ДЕМОДВ включает загрузку переменных из внешнего ОЗУ во внутреннее ОЗУ, вызов модуля приема символов для обработки принятых символов для буфера B , и определение качества связи и другой информации после приема всех символов в интервале.

Модуль 106 приема символов загружает данные в ОЗУ, когда ЗУК переходит в речевой режим. Вызов команд ДЕМОДА или ДЕМОДВ дает выполнение нижеследующего: (1) считывание отсчетов I и Q из кольцевого буфера, (2) фильтрование КИХ отсчетов I и Q , (3) определение переданных символов и загрузка их в буфер, (4) выполнение фазовой автоматической подстройки частоты для синхронизации ПЦС с поступающим сигналом, (5) выполнение алгоритма разрядного слежения, (6) вычисление АРУ, и (7) сбор данных для вычисления качества связи.

Модуль 107 передачи включает программу обслуживания прерывания для сигнала прерывания СПРД, принятого по линии 25е от чипа 16 КИХ, что происходит один раз за два символа в течение интервала передачи. Функции модуля 107 передачи включают (1) распаковку символа передачи из буфера ОВЛП, (2) выполнение на нем кодирования, противоположного коду Грея, (3) добавление его к прежней переданной фазе (из-за передачи ОФМн), и (4) передачу его на буфер ПРД в чипе 16 КИХ.

Интерфейс ЗМО с задачами полосы групповых частот выполняется посредством слов управления и состояния и буферов

данных в соответствии с использованием ЗУ. Операции, требующие быстрого исполнения, перезагружаются в кэш-память, когда это необходимо. Последняя включает программы ее обслуживания: прерываний, демодуляцию сигнала, получение КУР, и демодуляцию ОФМн.

Управляющая программа ЗМО не будет ждать ПНИ для считывания и декодирования управляющего слова, а будет это делать сразу, когда вызвана.

TMS320C25 переходит в режим пониженного питания, когда выполняется команда ХОЛОСТОЙ. Чтобы сохранить питание, программно-аппаратные средства будут в холостом режиме большую часть времени, когда нет телефонного вызова. После установки в исходное положение управляющая программа будет получать синхронизацию КУР и тогда перейдет в холостой режим до тех пор, пока заданное прерывание не вызовет исполнения соответствующей программы обслуживания. При функционировании в режиме пониженного питания TMS320C25 входит в дремотное состояние и требует лишь части питания, нормально необходимого для питания этого устройства. При нахождении в режиме пониженного питания все внутреннее содержание процессора поддерживается в состоянии продолжения функционирования без изменений, когда режим пониженного питания оканчивается. После приема прерывания чип 12 процессора прекращает режим пониженного питания временно и возобновляет нормальную работу в течение минимального времени одного основного петлевого цикла. Требование режима пониженного питания проверяется в конце основной петли каждый раз для определения, будет ли не абонентский пункт возвращен в режим пониженного питания.

Синхронизация интервала основана на генерируемой аппаратными средствами синхронизации интервала. Когда метка интервала возбуждает прерывание, программа производит приращение синхросигнала на один минимальный отрезок. Каждый минимальный отрезок синхронизации представляет 11,25 мс по времени.

Функции приема и передачи УАПП возбуждаются без прерывания, но управляются посредством низкоприоритетных программных средств (это управляет загрузкой процессора и предотвращает возникновение условий прерывания). Код обработки поддерживает протокол XON/XOFF (КОММУТАТОР ВКЛЮЧЕН/КОММУТАТОР ВЫКЛЮЧЕН) путем переключения этих знаков непосредственно, и немедленно возбуждая или деактивируя передачу УАПП в зависимости от случая. Скорость операции приема и передачи выбирается посредством внешнего переключателя устройства ДРВ. Типичная скорость приема данных 9600 бод. Кольцевой буфер используется для

управления передачей УАПП. Низкоприоритетные программные средства периодически проверяют очередь и, если она не пуста, инициируют передачу. Это производится путем послышки байтов на УАПП, один байт за один раз, пока очередь не будет пустой.

Рычажный переключатель строится с помощью внутренней программы прерываний таймера TMS320C25. Для имитации сигнализации постоянного тока используется период отсчета 1,5 мс. Это прерывание выравнивается с синхронизацией кадра в начале каждого кадра, поэтому его частота подстраивается по фазе с базовой станцией для предотвращения недогрузки или перегрузки буфера рычажного переключателя телефонного аппарата. Для каждого прерывания вводится бит, представляющий сигнал детектирования рычажного переключателя, в 60-разрядный буфер отсчетов рычажного переключателя (БОРП). БОРП проверяется ЗУА один раз в каждые 45 мс во время нормальной работы. Это прерывание возбуждается программными средствами все время.

Формула изобретения:

1. Способ обработки сигналов связи в абонентском пункте системы беспроводной связи, в котором на абонентском пункте осуществляют передачу модулированного аналогового входного сигнала на базовую станцию и прием модулированного аналогового выходного сигнала от базовой станции, при этом осуществляют накопление данных с приращением фазы для получения оцифрованных значений фазы, на основании которых генерируют модулированный цифровой сигнал промежуточной частоты на заданной промежуточной частоте, которая является одной из множества различных заданных промежуточных частот, а затем модулированный цифровой сигнал промежуточной частоты преобразуют в модулированный аналоговый входной сигнал и передают этот модулированный аналоговый входной сигнал.

2. Способ по п.1, в котором осуществляют генерирование модулированного цифрового сигнала промежуточной частоты на основе коэффициентов, хранящихся в постоянном запоминающем устройстве.

3. Способ по п.1, в котором осуществляют также перекодирование цифрового входного сигнала в передаваемые информационные цифровые входные символы и осуществляют генерирование модулированного цифрового сигнала промежуточной частоты, используя передаваемые информационные цифровые входные сигналы.

4. Способ по п.3, в котором осуществляют фильтрацию модулированного цифрового сигнала промежуточной частоты с использованием формирователя шума для уменьшения мощности шума в модулированном цифровом сигнале промежуточной частоты.

RU 2 159 007 C2

RU 2 159 007 C2

Таблица 1

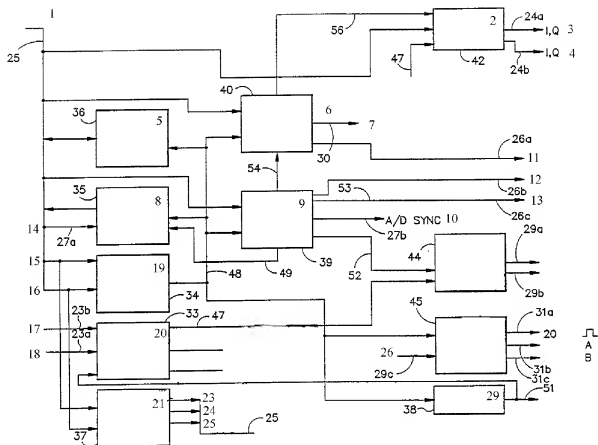
Разряд 1	Разряд 2	Разряд 3	Разряд 4	Разряд 5
МДР I & Q	I & Q	СДР I	СДР Q	Нуль

Таблица 2

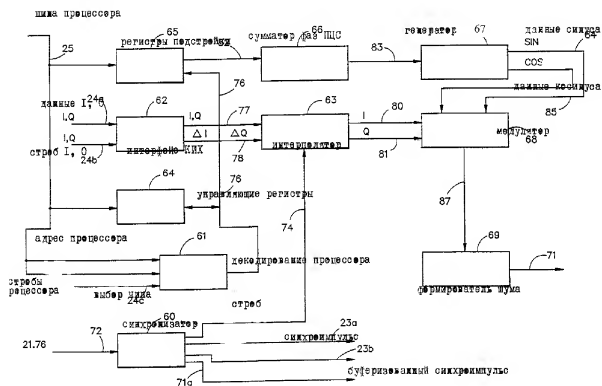
b3	b2	b1	f _(нулевая)	f _(иная)
0	0	0	0,250	0,750
0	0	-	0,269	0,731
0	0	+	0,230	0,770
0	+	0	0,210	0,790
0	+	+	0,188	0,812
0	+	-	0,230	0,770
0	-	0	0,290	0,710
0	-	+	0,269	0,731
0	-	-	0,312	0,688
+	0	0	0,167	0,833
+	0	-	0,188	0,812
+	0	+	0,143	0,857
+	+	0	0,115	0,885
+	+	+	0,080	0,420
+	+	-	0,143	0,857
+	-	0	0,210	0,790
+	-	+	0,188	0,812
+	-	-	0,230	0,770
-	0	0	0,333	0,667
-	0	-	0,357	0,643
-	0	+	0,312	0,688
-	+	0	0,290	0,710
-	+	+	0,269	0,731
-	+	-	0,312	0,688
-	-	0	0,385	0,615
-	-	+	0,357	0,643
-	-	-	0,420	0,580

RU 2159007 C2

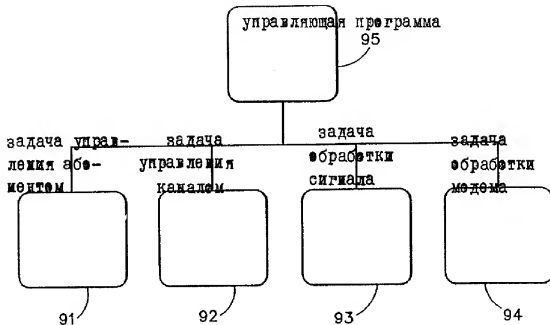
RU 2159007 C2



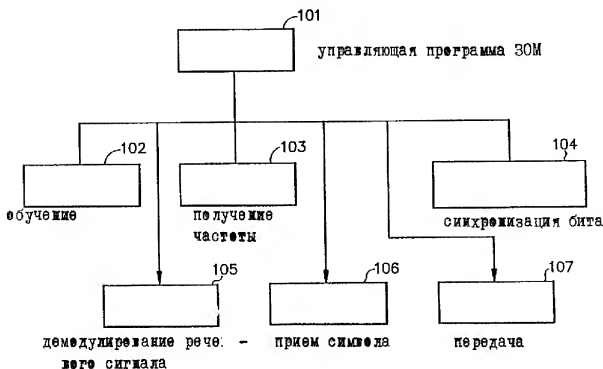
Фиг.2



Фиг. 3



Фиг.4



Фиг.5

DATA TRANSMISSION DEVICE AND METHOD FOR MOBILE COMMUNICATION SYSTEM WITH ALLOCATED CONTROL CHANNEL

Publication number: RU2216101 (C2)


Also published as:


Publication date: 2003-11-10

 KR100290679 (B1)

Inventor(s): KIM JOUNG KI [KR]; AKHN DZAE MIN [KR]; JOON SOON JOUNG [KR]; KANG KHI VON [KR]; LI KHIUN SUK [KR]; PARK DZIN SOO [KR]; LI MIN SOU [KR] +

 DE69908516 (T2)

 CA2283290 (A1)

 CA2283290 (C)

Applicant(s): SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD [KR] +

Classification:

- **International:** **H04B7/005; H04B7/216; H04W72/14; H04B7/005; H04B7/204; H04W72/00;** (IPC1-7): H04B7/216; H04Q7/34

- **European:**

Application number: RU19990123636 19990212

Priority number(s): KR19980004498 19980214; KR19980013958 19980418

Abstract of RU 2216101 (C2)

FIELD: mobile communication systems including those for data transmission through allocated control channel. SUBSTANCE: code-division multiple access communication system incorporates allocated control channel capable of effective transfer of control messages between base station and mobile station. Transmitting device controller incorporated in allocated control channel estimates frame length of message to be transferred and yields signal for selecting frame corresponding to frame length found by estimation. Message generator produces frame data on message to be transferred according to frame selection signal. Transmitter functions to stretch frame data and to transmit them over allocated control channel. Compressor incorporated in receiving device of allocated control channel functions to compress signal received. First message receiver provides for deinterleaving and decoding of compressed signal related to first frame length for outputting first message and detects first cyclic redundancy code corresponding to decoded signal. Second message receiver provides for deinterleaving and decoding of compressed signal related to second frame length for outputting second message and detects second cyclic redundancy code corresponding to decoded signal. Controller functions to select first or second message in compliance with results of detection of first and second cyclic redundancy codes. EFFECT: enhanced throughput capacity, reduced traffic delay. 27 cl, 21 dwg

Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide



(19) RU (11) 2 216 101 (13) C2
(51) МПК⁷ H 04 B 7/216, H 04 Q 7/34

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

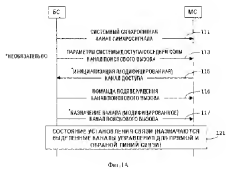
- (21), (22) Заявка: 99123636/09, 12.02.1999
(24) Дата начала действия патента: 12.02.1999
(30) Приоритет: 14.02.1998 KR 1998/4498
18.04.1998 KR 1998/13958
(46) Дата публикации 10.11.2003
(56) Ссылки RU 2054815 C1, 20.02.1996 RU
2108681 C1, 10.04.1998. EP 730356 A2,
04.09.1996. WO 95/24771 A2, 14.09.1995.
(85) Дата перевода заявки РСТ на национальную
фазу 15.11.1999
(86) Заявка РСТ:
KR 99/00075 (12.02.1999)
(87) Публикация РСТ:
WO 99/41853 (19.08.1999)
(98) Адрес для переписки:
129010, Москва, ул. Б. Садовая, 25, стр.3,
ООО "Юридическая фирма Горюхицкий и
Партнеры", пат. пов. Ю.Д. Кузнецову, рег. № 595

- (71) Заявитель:
САМСУНГ ЭЛЕКТРОНИКС КО., ЛТД (KR)
(72) Изобретатель: КИМ Йонг Ки (KR),
АХН Дае Мин (KR), ЙООН Соон Йонг
(KR), КАНГ Хи Вон (KR), ЛИ Хиун Сук
(KR), ПАРК Дзин Соо (KR), ЛИ Мин Соу (KR)
(73) Патентообладатель:
САМСУНГ ЭЛЕКТРОНИКС КО., ЛТД. (KR)
(74) Патентный поверенный:
Кузнецов Юрий Дмитриевич

(14) УСТРОЙСТВО И СПОСОБ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ДЛЯ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ С ВЫДЕЛЕННЫМ КАНАЛОМ УПРАВЛЕНИЯ

(57) Изобретение относится к системе мобильной связи, в частности, для обслуживания передачи данных с использованием выделенного канала управления. Система связи МДКР предусматривает выделенный канал управления, способный эффективно передавать управляющие сообщения между базовой станцией и мобильной станцией. В передающем устройстве выделенного канала управления контроллер определяет длину кадра сообщения, подлежащего передаче, и выдает сигнал выбора кадра, соответствующий длине кадра, полученной в результате определения. Генератор сообщения генерирует данные кадра сообщения, подлежащего передаче, в соответствии с сигналом выбора кадра. Передатчик осуществляет растяжку данных кадра и передачу их по выделенному каналу управления. В приемном устройстве выделенного канала управления сжиматель

осуществляет сжатие принятого сигнала. Первый приемник сообщения осуществляет обратное перемежение и декодирование сжатого сигнала, отвечающее первой длине кадра, для вывода первого сообщения и обнаруживает первый циклический избыточный код (ЦИК), соответствующий декодированному сигналу. Второй приемник сообщения осуществляет обратное перемежение и декодирование сжатого сигнала, отвечающее второй длине кадра, для вывода второго сообщения и обнаруживает второй ЦИК, соответствующий декодированному сигналу. Контроллер осуществляет выбор между первым и вторым сообщениями в соответствии с результатами обнаружения первого и второго ЦИК. Технический результат, достигаемый при осуществлении изобретения, состоит в повышении пропускной способности и сокращении задержки трафика 8 с и 19 з п.ф.вып. 21 ил., 7 табл.





RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(19) **RU** (11) **2 216 101** (13) **C2**
(51) Int. Cl. 7 **H 04 B 7/216, H 04 Q 7/34**

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 99123636/09, 12.02.1999
(24) Effective date for property rights: 12.02.1999
(30) Priority 14.02.1998 KR 1998/4498
18.04.1998 KR 1998/13958
(45) Date of publication: 10.11.2003
(85) Commencement of national phase: 15.11.1999
(86) PCT application:
KR 99/00075 (12.02.1999)
(87) PCT publication:
WO 99/41853 (19.08.1999)
(95) Mail address:
129010, Moskva, ul. B. Spasskaja, 25, str.3,
OOO "Juridicheskaja firma Goroditskij i
Partnerij", pat. pov. Ju. D. Kuznetsova, reg. № 595

(71) Applicant:
SAMSUNG ELEKTRONIKS KO., LTD. (KR)
(72) Inventor: KIM Joung Ki (KR),
AKhN Dzae Min (KR), JOON Soon Joung
(KR), KANG Khi Von (KR), LI Khun Suk
(KR), PARK Dzin Soo (KR), LI Min Sou (KR)
(73) Proprietor:
SAMSUNG ELEKTRONIKS KO., LTD. (KR)
(74) Representative:
Kuznetsov Jurij Dmitrievich

(54) **DATA TRANSMISSION DEVICE AND METHOD FOR MOBILE COMMUNICATION SYSTEM WITH ALLOCATED CONTROL CHANNEL**

(57) **Abstract:**

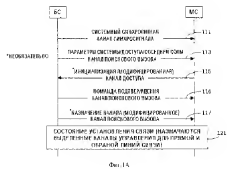
FIELD: mobile communication systems
including those for data transmission
through allocated control channel.
SUBSTANCE: code-division multiple access
communication system incorporates allocated
control channel capable of effective
transfer of control messages between base
station and mobile station. Transmitting
device controller incorporated in allocated
control channel estimates frame length of
message to be transferred and yields signal
for selecting frame corresponding to frame
length found by estimation. Message
generator produces frame data on message to
be transferred according to frame selection
signal. Transmitter functions to stretch
frame data and to transmit them over
allocated control channel. Compressor

incorporated in receiving device of
allocated control channel functions to
compress signal received. First message
receiver provides for deinterleaving and
decoding of compressed signal related to
first frame length for outputting first
message and detects first cyclic redundancy
code corresponding to decoded signal. Second
message receiver provides for deinterleaving
and decoding of compressed signal related to
second frame length for outputting second
message and detects second cyclic redundancy
code corresponding to decoded signal.
Controller functions to select first or
second message in compliance with results of
detection of first and second cyclic
redundancy codes. EFFECT: enhanced
throughput capacity, reduced traffic delay
27 cl, 21 dwg

RU 2 216 101 C2

RU 2 216 101 C2

RU 2216101 C2



RU 2216101 C2

Область техники
Настоящее изобретение относится к устройству и способу передачи данных для системы мобильной связи и, в частности, к устройству и способу передачи информации управления для обслуживания передачи данных с использованием выделенного канала управления, в системе мобильной связи, которая обеспечивает обслуживание передачи мультимедийных данных

Описание уровня техники

В настоящее время в системах мобильной связи все больше используется технология МДКР (множественный доступ с кодовым разделением). Чтобы передавать сигналы управления для обработки вызова, общепринятая система мобильной связи МДКР, работающая в стандарте АТ/ГАС/ЗП СС-95 (Внутренний стандарт-95 Ассоциации производителей средств связи/Ассоциации электронной промышленности, TIA/EIA IS-95) мультиплексирует сигналы управления на канал трафика, предназначенный для передачи голосовой информации. Канал трафика характеризуется фиксированной длиной кадра, равной 20 мс, и сигнальный трафик с сигналами управления передает все кадровое сообщение посредством технологии прерывистой передачи или использует кадр совместно с главным пользовательским трафиком посредством технологии прерывистой передачи для передачи сигналов управления.

Хотя эта технология сигнализации доступна для системы мобильной связи МДКР, работающей в стандарте IS-95, которая обеспечивает только голосовое обслуживание, она недостаточна для системы мобильной связи МДКР, которая обеспечивает обслуживание обмена мультимедийными данными, включающее в себя, помимо голосового обслуживания, обслуживание обмена пакетными данными. Это значит, что система мобильной связи МДКР, предназначенная для обслуживания обмена мультимедийными данными, должна включать в себя каналы для обслуживания передачи голоса и данных, чтобы гибко назначать каналы по запросам пользователей. Для этого система мобильной связи МДКР включает в себя канал голосового трафика (или основной канал) и канал пакетного трафика (или вспомогательный канал).

Для того чтобы обслуживать обмен данными по основному каналу (или каналу голосового трафика) и вспомогательному каналу (или каналу пакетного трафика) общепринятая система мобильной связи МДКР вынуждена поддерживать основной канал для передачи сигнала управления даже тогда, когда связь между базовой станцией и мобильной станцией не осуществляется, что приводит к расстрачиванию пропускной способности канала и радиоканала. Кроме того, в общепринятой системе мобильной связи МДКР используется единая фиксированная длина кадра, равная 20 мс, безотносительно к размеру сообщения, подлежащего передаче, что может приводить к снижению пропускной способности и возрастанию задержки трафика.

Краткое содержание изобретения

Итак, в основу настоящего изобретения положена задача создания структуры

выделенного канала управления, способной эффективно передавать управляющие сообщения между базовой станцией и мобильной станцией, сообщения управления вызовом верхнего уровня и управляющие сообщения для связи на канале пакетного трафика путем предоставления выделенного канала управления, с помощью которого мобильная станция могла бы только передавать сигнал управления на базовую станцию в системе мобильной связи МДКР, и способ работы этой структуры.

Другая задача настоящего изобретения заключается в предоставлении устройства и способа для генерирования и передачи управляющего сообщения, имеющего переменную длину кадра в соответствии с размером сообщения управления, в системе мобильной связи МДКР, использующей выделенный канал управления.

Еще одной задачей настоящего изобретения является создание устройства и способа для адаптивной периодической передачи управляющего сообщения по выделенному каналу управления в соответствии с отсутствием/наличием управляющего сообщения в системе мобильной связи, использующей выделенный канал управления.

Еще одной задачей настоящего изобретения является предоставление устройства и способа обработки данных кадра, в котором приемное устройство принимает данные кадра, передаваемые в режиме прерывистой передачи, обнаруживает энергию данных принятого кадра и определяет отсутствие/наличие эффективного кадра, чтобы обрабатывать кадровые данные сообразно с произведенным определением.

Еще одной задачей настоящего изобретения является создание устройства и способа обработки данных кадра, в котором приемник принимает данные кадра, передаваемые в режиме прерывистой передачи, обнаруживает энергию данных принятого кадра и определяет отсутствие/наличие эффективного кадра, чтобы обрабатывать принятые кадровые данные сообразно с результатом обнаружения кадра и результатом обнаружения ошибки.

Для решения вышеозначенной задачи в системе сотовой связи МДКР предусматривается передающее устройство выделенного канала управления. В передающем устройстве контроллер определяет длину кадра сообщения, подлежащего передаче, и выдает сигнал выбора кадра, соответствующий длине кадра, полученной в результате определения, чтобы передавать сообщение, имеющее по крайней мере, две разные длины кадра. Генератор сообщений генерирует данные кадра сообщения, подлежащего передаче, в соответствии с сигналом выбора кадра. Передатчик растягивает данные кадра и передает растянутые данные кадра по выделенному каналу управления.

Генератор сообщений включает в себя генератор ЦИК (циклический избыточный код CRC), предназначенный для генерирования битов ЦИК для сообщения, характеризующегося длиной кадра,

определенной в соответствии с сигналом выбора кадра, и для добавления к сообщению битов ЦИК, генератор хвостовых битов, предназначенный для генерирования хвостовых битов и для добавления генерированных хвостовых битов к выходному сигналу генератора ЦИК, каналный кодер, предназначенный для кодирования данных кадра, к которым добавлены хвостовые биты, с заданным коэффициентом кодирования, и перемежитель, предназначенный для перемежения кодированного сообщения единицей длины кадра, определенной в соответствии с сигналом выбора кадра.

Предпочтительно кадр сообщения включает в себя кадр длиной 5 мс и кадр длиной 20 мс, и сообщение включает в себя пользовательское сообщение, сообщение сигнализации и сообщение УДС (управление доступом к среде передачи данных).

Кроме того, передающее устройство выделенного канала управления может включать в себя генераторы сообщения в количестве, равном числу длин кадра сообщения, подлежащего передаче, и соответствующие генераторы сообщений генерируют данные кадра соответствующей длины.

Контроллер включает в себя устройство для генерирования сигнала управления выходным сигналом, чтобы осуществлять режим прерывистой передачи при отсутствии сообщений, подлежащих передаче, и передатчик включает в себя контроллер пути для управления выходным сигналом выделенного канала управления по сигналу управления выходным сигналом. В данном случае контроллер пути включает в себя контроллер коэффициента усиления, чей коэффициент усиления выходного сигнала обращается в ноль по сигналу управления выходным сигналом.

В соответствии с одним аспектом настоящего изобретения приемное устройство выделенного канала управления включает в себя сжиматель, предназначенный для сжатия принятого сигнала; первый приемник сообщения, предназначенный для обращенного перемежения и декодирования сжатого сигнала, характеризующегося первой длиной кадра, для выдачи первого сообщения и для обнаружения первого ЦИК, соответствующего декодированному сигналу; второй приемник сообщения, предназначенный для обращенного перемежения и декодирования сжатого сигнала, характеризующегося второй длиной кадра, для выдачи второго сообщения и для обнаружения второго ЦИК, соответствующего декодированному сигналу; и контроллер, предназначенный для выбора между первым и вторым сообщениями в соответствии с первым и вторым результатами обнаружения ЦИК, полученными первым и вторым приемниками сообщения.

Контроллер включает в себя блок принятия решения по кадру, предназначенный для анализа первого и второго результатов обнаружения ЦИК для принятия решения относительно длины кадра принятого сообщения и выдачи сигнала принятия решения по длине кадра, и селектор, предназначенный для выбора

одного из декодированных сигналов, выводимых из первого и второго приемников сообщения, в соответствии с сигналом принятия решения по кадру.

В соответствии с другим аспектом настоящего изобретения приемное устройство выделенного канала управления включает в себе сжиматель, предназначенный для сжатия принятого сигнала, детектор кадра, предназначенный для обнаружения энергии сжатого сигнала, характеризующегося первой и второй длинами кадра, и для выдачи первого и второго сигналов обнаружения кадра в соответствии с результатами обнаружения, первый приемник сообщения, предназначенный для обращенного перемежения и декодирования сжатого сигнала, характеризующегося первой длиной кадра, для выдачи первого сообщения, второй приемник сообщения, предназначенный для обращенного перемежения и декодирования сжатого сигнала, характеризующегося второй длиной кадра, для выдачи второго сообщения; и контроллер, предназначенный для выбора между первым и вторым сообщениями в соответствии с первым и вторым результатами обнаружения.

Детектор кадра включает в себя первый и второй детекторы кадра. Первый детектор кадра имеет в качестве опорного значения минимальное значение энергии эффективного кадра длиной 5 мс и сравнивает значение энергии принятого кадрового сообщения с минимальным значением энергии эффективного кадра длиной 5 мс, чтобы генерировать первый сигнал обнаружения кадра, когда значение энергии принятого кадрового сообщения выше минимального значения энергии эффективного кадра длиной 5 мс. Второй детектор кадра имеет в качестве опорного значения минимальное значение энергии эффективного кадра длиной 20 мс и сравнивает энергию принятого кадрового сообщения с минимальным значением энергии эффективного кадра длиной 20 мс, чтобы генерировать второй сигнал обнаружения кадра, когда значение энергии принятого кадрового сообщения выше минимального значения энергии эффективного кадра длиной 20 мс.

В соответствии с еще одним аспектом настоящего изобретения приемное устройство выделенного канала управления включает в себе сжиматель для сжатия сигнала, принятого по выделенному каналу управления, первый детектор кадра, предназначенный для обнаружения энергии сжатого сигнала, характеризующегося первой длиной кадра, для выдачи первого сигнала обнаружения кадра в соответствии с результатом обнаружения, второй детектор кадра, предназначенный для обнаружения энергии сжатого сигнала, характеризующегося второй длиной кадра, для выдачи второго сигнала обнаружения кадра в соответствии с результатом обнаружения, первый приемник сообщения, предназначенный для обращенного перемежения и декодирования сжатого сигнала, характеризующегося первой длиной кадра, для вывода первого сообщения и для обнаружения первого ЦИК, соответствующего декодированному сигналу, для выдачи

первого сигнала обнаружения ЦИК, второй приемник сообщения, предназначенный для обрабатываемого переключения и декодирования сжатого сигнала, характеризующегося второй длиной кадра, для выдачи второго сообщения и для обнаружения второго ЦИК, соответствующего декодированному сигналу, для выдачи второго сигнала обнаружения ЦИК, и контроллер, предназначенный для выбора между первым и вторым сообщениями в соответствии с первым и вторым результатами обнаружения кадра и первым и вторым результатами обнаружения ЦИК.

Контроллер заключает в себе блок принятия решения по кадру и селектор. Блок принятия решения по кадру анализирует первый и второй сигналы обнаружения ЦИК и первый и второй сигналы обнаружения кадра, получив второй сигнал обнаружения ЦИК и второй сигнал обнаружения кадра, определяет, что принятый кадр имеет вторую длину кадра, получив первый сигнал обнаружения ЦИК и первый сигнал обнаружения кадра, определяет, что принятый кадр имеет первую кадровую длину, и, получив иные сигналы обнаружения ЦИК и кадра, определяет, что принятый кадр является общесистемным кадром. Получив либо первый, либо второй сигнал принятия решения по длине кадра, селектор выводит, соответственно, один из декодированных сигналов, выдаваемых первым и вторым приемниками сообщения и, получив сигнал принятия решения о наличии общесистемного кадра, управляет выводом декодированного сигнала.

Кроме того, блок принятия решения по кадру определяет отсутствие приема какого-либо кадра при отсутствии приема первого и второго сигналов обнаружения кадра, а также первого и второго сигналов обнаружения ЦИК.

Краткое описание чертежей
Вышеозначенные и иные решаемые задачи, особенности и преимущества настоящего изобретения станут более очевидными из нижеприведенного подробного описания в совокупности с прилагаемыми чертежами, в которых аналогичные детали обозначены аналогичными номерами. На чертежах:

фиг. 1А представляет собой блок-схему, иллюстрирующую процедуру соединения, фиг. 1Б представляет собой блок-схему, иллюстрирующую процедуру разъединения,

фиг. 2А представляет собой диаграмму, иллюстрирующую структуру кадра первой длины для выделенного канала управления, согласно настоящему изобретению,

фиг. 2Б представляет собой диаграмму, иллюстрирующую структуру кадра второй длины для выделенного канала управления, согласно настоящему изобретению,

фиг. 2В представляет собой диаграмму, иллюстрирующую структуру кадра трафика второй длины для выделенного канала управления, согласно настоящему изобретению,

фиг. 3А представляет собой диаграмму распределения времени, иллюстрирующую время передачи, когда для выделенного канала управления в системе мобильной связи, отвечающей настоящему изобретению, используется кадр второй длины,

фиг. 3Б представляет собой диаграмму распределения времени, иллюстрирующую время передачи, когда для выделенного канала управления в системе мобильной связи, отвечающей настоящему изобретению, используется кадр первой длины;

фиг. 4 представляет собой блок-схему, иллюстрирующую процедуры назначения и освобождения выделенного канала управления и выделенного канала трафика в системе мобильной связи, отвечающие настоящему изобретению;

фиг. 5А и 5Б представляют собой диаграммы, иллюстрирующие передающее устройство прямого выделенного канала управления в системе мобильной связи, отвечающее настоящему изобретению;

фиг. 6 представляет собой диаграмму, иллюстрирующую передающее устройство обратного выделенного канала управления в системе мобильной связи, отвечающее настоящему изобретению;

фиг. 7А и 7Б представляют собой диаграммы, иллюстрирующие приемные устройства выделенного канала управления в системе мобильной связи, отвечающие различным вариантам реализации настоящего изобретения;

фиг. 8 представляет собой диаграмму, иллюстрирующую приемное устройство выделенного канала управления в системе мобильной связи, снабженное детектором кадра в соответствии с другим вариантом реализации настоящего изобретения;

фиг. 9 представляет собой диаграмму, иллюстрирующую приемное устройство выделенного канала управления в системе мобильной связи, снабженное раздельными детекторами кадра, в соответствии с еще одним вариантом реализации настоящего изобретения;

фиг. 10 представляет собой блок-схему, иллюстрирующую способ обнаружения эффективного кадра в детекторе кадра (740), изображенном на фиг. 8, и в первом детекторе кадра (743), изображенном на фиг. 9;

фиг. 11 представляет собой блок-схему, иллюстрирующую способ обнаружения эффективного кадра во втором детекторе кадра (741), изображенном на фиг. 9;

фиг. 12 представляет собой блок-схему, иллюстрирующую способ определения длины кадра и его наличия в блоке (730) принятия решения по кадру, изображенном на фиг. 8;

фиг. 13 представляет собой блок-схему, иллюстрирующую способ определения длины кадра и его наличия в блоке (750) принятия решения по кадру, изображенном на фиг. 9;

фиг. 14 представляет собой диаграмму, иллюстрирующую приемное устройство выделенного канала управления в системе мобильной связи, снабженное раздельными детекторами кадра, в соответствии с еще одним вариантом реализации настоящего изобретения;

фиг. 15 представляет собой диаграмму, иллюстрирующую результат моделирования для управляющих сообщений, имеющих длины кадра, равные 5 мс и 20 мс, согласно настоящему изобретению;

Подробное описание преимущественных вариантов реализации

Система мобильной связи МДКР в соответствии с настоящим изобретением дополнительно включает в себя выделенный

канал управления (ВКУ), с помощью которого мобильная станция может исключительно передавать сигнал управления на базовую станцию. Выделенный канал управления представляет собой канал управления, который используется исключительно для передачи сигнала управления между базовой станцией и отдельной мобильной станцией. В частности, выделенный канал управления используется при обмене сигналами для управления связью на канале трафика.

Кроме того, при передаче сигнала управления с использованием выделенного канала управления, новая система мобильной связи МДКР использует кадры разных размеров, а именно первой и второй длины, в соответствии с размером сигнала управления. Таким образом, при малом размере сигнала управления система генерирует и передает кадр, имеющий первую длину, при большем размере сигнала управления система генерирует и передает кадр, имеющий вторую длину.

Кроме того, система мобильной связи МДКР определяет наличие/отсутствие управляющего сообщения, подлежащего передаче, чтобы управлять выходным сигналом (подавать его) выделенного канала управления при отсутствии какого-либо управляющего сообщения, подлежащего передаче, и формировать путь выходного сигнала для выделенного канала управления только при наличии управляющего сообщения, подлежащего передаче.

Теперь рассмотрим систему мобильной связи МДКР, отвечающую настоящему изобретению.

Выделенный канал управления используется при обмене сообщениями для управления связью на канале трафика между базовой станцией и мобильной станцией. Прежде чем описывать структуру выделенного канала управления, перечислим каналы, используемые в новой системе мобильной связи МДКР, и их назначение.

Что касается прямой линии связи, которая представляет собой ВЧ (высокочастотную) линию связи, предназначенную для передачи сигнала от базовой станции на мобильную станцию, общие каналы включают в себя канал пилот-сигнала, канал синхронизации и канал поискового вызова (или общий канал управления), а пользовательские каналы включают в себя выделенный канал управления, канал голосового трафика и канал пакетного трафика. Что касается обратной линии связи, которая представляет собой ВЧ линию связи, предназначенную для передачи сигнала от мобильной станции к базовой станции, общий канал включает в себя канал доступа (или общий канал управления), а пользовательские каналы включают в себя канал пилот-сигнала, выделенный канал управления, канал голосового трафика и канал пакетного трафика.

Поэтому каналное приемопередающее устройство базовой станции и мобильной станции в системе мобильной связи МДКР состоит из приемопередатчика канала пилот-сигнала, используемого для оценки коэффициента усиления и фазы канала и для осуществления захвата и сдачи соты, приемопередатчика канала поискового вызова, предназначенного для

осуществления первоначальной синхронизации и предоставления информации о базовой станции, информации о канале доступа и информации о соседних сотах, приемопередатчика выделенного основного канала, предназначенного для передачи/приема голосовых данных, приемопередатчика выделенного вспомогательного канала, предназначенного для передачи/приема пакетных данных, и приемопередатчика выделенного канала управления, предназначенного для передачи/приема управляющих сообщений, касающихся состояния соединения/разъединения и связи на выделенном основном канале и выделенном вспомогательном канале.

В таблице 1 указано, какие каналы используются на прямой линии связи и на обратной линии связи применительно к тому или иному типу обслуживания.

Система мобильной связи МДКР может иметь нерабочий режим, голосовой режим (или режим использования канала голосового трафика), режим резервирования пакетов (или режим использования канала пакетного трафика) и комбинированный режим, объединяющий вышеупомянутые режимы в соответствии с состоянием обслуживания. Среди вышеупомянутых режимов выделенный канал управления предпочтительно используется для вызова, обеспечивающего обслуживание для режима резервирования пакетов (т. е. обслуживание с использованием канала пакетного трафика). В данном случае выделенный канал управления назначается мобильным станциям, использующим обслуживание передачи пакетных данных. Однако в порядке исключения выделенный канал управления можно использовать совместно с каналом голосового трафика для высокочастотного голосового обслуживания. В этом случае выделенным каналом управления может пользоваться не только отдельная мобильная станция, но могут совместно пользоваться несколько мобильных станций.

Обработка вызова для обслуживания передачи пакетных данных совместима со способом обработки вызова, отвечающим IS-95. При соединении для обслуживания передачи пакетных данных используются сообщения инициализации и сообщения назначения канала, отвечающие IS-95, модифицированные для поддержки обслуживания передачи пакетных данных; при разъединении для обслуживания передачи пакетных данных используется командное сообщение, отвечающее IS-95, модифицированное для поддержки обслуживания передачи пакетных данных. В качестве примера, на фиг. 1А и 1Б представлены соответственно процедура соединения и процедура разъединения, осуществляемые по запросу мобильной станции.

Согласно фиг. 1А на этапе 111 осуществляется синхронизация мобильной станции с базовой станцией посредством канала синхронизации, и на этапе 113 базовая станция посылает на мобильную станцию по каналу поискового вызова параметры системы, канала доступа и соседней соты. Затем, на этапе 115, мобильная станция выдает сообщение инициализации по каналу

доступа. На этапе 116 базовая станция подтверждает прием сообщения инициализации посредством канала поискового вызова и, на этапе 117, назначает каналы трафика посредством канала поискового вызова. Когда каналы для связи между базовой станцией и мобильной станцией назначены каналы трафика, система, на этапе 121, переходит в состояние установления связи, при этом также назначаются выделенные каналы управления для прямой линии связи и обратной линии связи.

Согласно фиг. 15 при разъединении, осуществляемом в состоянии установления связи, мобильная станция, на этапе 151, посылает по обратному выделенному каналу управления управляющее сообщение для запроса на разъединение, после чего, на этапе 153, базовая станция выдает по прямому выделенному каналу управления управляющее сообщение для разъединения.

Согласно фиг. 1А и 1Б между сообщением, используемым в процедуре управления вызовом для обслуживания передачи пакетных данных, и сообщением, отвечающим стандарту IS-95, имеются следующие отличия. В сообщении инициализации (см. фиг. 1А, этап 115) режим пакетных данных добавляется к возможностям обслуживания, в сообщении о назначении канала (см. фиг. 1А, этап 117) информация по назначению канала управления обменом пакетными данными добавляется к режиму назначения и используется в качестве указателя назначения для выделенного канала управления, и информация, касающаяся выделенного канала управления (идентификатор канала и параметр канала), включается в присоединенное поле. Кроме того, в командном сообщении разъединения (см. фиг. 1Б, этап 153) информация, касающаяся выделенного канала управления, включается в присоединенное поле. Поскольку в процедуре установления связи выделенный канал управления еще не установлен, сообщения, касающиеся соединения, передаются по каналам IS-95 (т.е. по каналам синхросигнала, поискового вызова и доступа). В состоянии, когда выделенные каналы управления для прямой и обратной линий связи установлены с помощью сообщений, касающихся соединения, сообщения управления вызовом (например, сообщение разъединения) передаются по выделенному каналу управления.

Предполагается, что выделенный канал управления, отвечающий настоящему изобретению, имеет следующие характеристики. А именно скорость передачи данных составляет 9,6 кбит/с, длина кадра составляет 5 мс или 20 мс, ЦИК кадра состоит из 16 бит (для кадра длиной 5 мс) или из 12 бит (для кадра длиной 20 мс). Кроме того, в пользовательском режиме, но не в общем режиме, требуется несколько выделенных каналов управления. Выделенные каналы управления работают только в режиме конкурирующей передачи, но не в режиме резервной передачи. В нижеследующем описании длину кадра, равную 5 мс, будем именовать первой длиной кадра, а длину кадра, равную 20 мс, будем именовать второй длиной кадра.

На фиг. 2А-2В изображены соответственно структуры кадра первой длины, кадра второй длины и кадра трафика второй длины.

На фиг. 2А изображен кадр первой длины, равной 5 мс, где номер 211 обозначает сообщение верхнего уровня, имеющее фиксированную длину, а номер 212 обозначает кадр первой длины, передаваемой на физическом уровне. Сообщение фиксированной длины может представлять собой сообщение ВКД (выделенный канал УДС (управление доступом к среде передачи данных)), сообщение ВКС (выделенный канал сигнализации) и т.д. На фиг. 2Б изображен кадр второй длины, равной 20 мс, где номер 221 обозначает сообщение верхнего уровня, имеющее переменную длину, а номер 222 обозначает кадр второй длины, передаваемый на физическом уровне. Сообщение переменной длины может представлять собой сообщение ВКС. На фиг. 2В изображен кадр трафика, имеющий вторую длину, равную 20 мс, где номер 231 обозначает структуру трафика верхнего уровня, а номер 232 обозначает кадр трафика второй длины, передаваемый на физическом уровне. Трафик может представлять собой трафик ВКТ (выделенного канала трафика). Выделенный канал трафика предназначен для доставки управляющих сообщений, касающихся обслуживания передачи пакетных данных (например, сообщения назначения канала пакетного трафика, управляющего сообщения 3 уровня и т.д.), для доставки управляющего сообщения IS-95 посредством инкапсуляции, для доставки короткого пользовательского пакета и для передачи бита управления мощностью (BUM) по прямой линии связи.

Для увеличения пропускной способности системы мобильной связи МДКР длины кадра выделенного канала управления должны быть переменной. В частности, для повышения пропускной способности следует использовать длину кадра, получаемую делением опорной длины кадра на целое число. Например, когда опорная длина кадра составляет 20 мс, предпочтительно разрабатывать систему, способную использовать кадры длиной 5 мс или 10 мс. Согласно данному варианту реализации предполагается использование кадра длиной 5 мс. Таким образом, можно увеличить пропускную способность и снизить задержку трафика в сравнении с изображенным на фиг. 2Б случаем использования кадра длиной 20 мс.

На фиг. 3А изображено время передачи при второй длине кадра (т.е. длине кадра, равной 20 мс), а на фиг. 3Б изображено время передачи при первой длине кадра (т.е. длине кадра, равной 5 мс). Время, необходимое для послыки сообщения запроса по выделенному каналу управления и осуществления соответствующих действий после приема подтверждения, согласно фиг. 3А составляет 80 мс при использовании кадра длиной 20 мс и согласно фиг. 3Б составляет 20 мс, т.е. четвертую часть от 80 мс, при использовании кадра 5 мс. Конечно, здесь изображен случай, когда соответствующие сообщения столь коротки, что их можно загрузить в кадр длиной 5 мс, т.е. когда с помощью 5-миллисекундного кадра можно получить

максимальный коэффициент усиления. В данном случае причина увеличения пропускной способности состоит в эффективной передаче сигнала, что увеличивает время, в течение которого можно передавать фактически пользовательские данные.

Согласно данному варианту реализации среди всех состояний для осуществления процедур для обслуживания передачи пакетными данными выделенный канал управления используется в состоянии блокировки управления и в активном состоянии. В таблице 2 представлена взаимосвязь между логическими каналами и физическими каналами для прямой и обратной линий связи.

Согласно таблице 2 выделенный канал УДС (BKD) представляет собой прямой или обратный канал, необходимый для передачи сообщения УДС, и является каналом двухточечной связи, назначаемым в состоянии блокировки управления и в активном состоянии для пакетного обслуживания. Выделенный канал сигнализации (BKC) представляет собой прямой или обратный канал, необходимый для передачи сигнального сообщения 3 уровня, и является каналом двухточечной связи, назначаемым в состоянии блокировки управления и в активном состоянии для пакетного обслуживания. Выделенный канал трафика (BKT) представляет собой прямой или обратный канал, необходимый для передачи пользовательских данных, и является каналом двухточечной связи, назначаемым в активном состоянии для пакетного обслуживания.

Состояние блокировки управления, упомянутое в таблице 2, это состояние, в котором, несмотря на то что на прямой и обратной линиях связи назначены выделенный канал УДС (BKD) и выделенный канал сигнализации (BKC), обмена кадрами ПЛР (протокол линии радиосвязи), несущими пакеты пользовательских данных, не происходит, поскольку выделенный канал трафика (BKT) не установлен. Кроме того, активное состояние это состояние, в котором на прямой и обратной линиях связи назначены каналы BKD, BKC и BKT, что допускает обмен кадрами ПЛР, несущими пакеты пользовательских данных.

Поэтому на фиг.2А-В показано отображение кадров или данных сообщения логического канала в кадры физического канала. В данном случае номерами 211, 221 и 231 обозначены кадры сообщения логического канала, а номерами 212, 222 и 232 обозначены кадры сообщения физического канала.

Теперь перейдем к описанию структур кадра первой длины и кадра второй длины для выделенного канала управления и операций с ними. Длина кадра выделенного канала управления динамически изменяется в соответствии с родом сообщения. На приемнике длина кадра определяется каждые 5 мс.

В режиме управления связью по пакетному каналу для передачи сообщения фиксированной длины 5 мс, изображенного на фиг.2А, запрос/назначение для прямого и обратного каналов пакетного трафика производится с использованием

5-миллисекундного сообщения запроса/подтверждения. Назначения прямого канала пакетного трафика, которое начинается на базовой станции, не зависит от назначения обратного канала пакетного трафика, которое начинается на мобильной станции. Сообщения управления связью включают в себя сообщение запроса канала пакетного трафика, сообщение назначения канала пакетного трафика и сообщение подтверждения канала пакетного трафика. Среди всех логических каналов для передачи этих сообщений используется канал BKD. В таблице 3 приведены поля сообщения выделения канала для обратного канала пакетного трафика применительно к кадру первой длины, равной 5 мс.

Соответствующие поля, приведенные в таблице 3, означают:

"Информация заголовка" - идентификатор, направление и тип (т.е. запрос и подтверждение) сообщения;

"Последовательность" - последовательность сообщения;

"Время начала" - время начала использования канала;

"Назначенная скорость" - скорость передачи данных по назначенному каналу;

"Назначенная продолжительность" - продолжительность использования назначенного канала.

Сообщение фиксированной длины, равной 24 бит, представленное в таблице 3, передается по выделенному каналу управления в виде 5-миллисекундного кадра, изображенного на фиг.2А.

Фиг.4 представляет собой блок-схему, иллюстрирующую процедуру назначения и освобождения канала пакетного трафика посредством выделенного канала управления при переходе системы из состояния блокировки управления в активное состояние с последующим обратным переходом из активного состояния в состояние блокировки управления.

Согласно фиг.4 предполагается, что на этапе 411 базовая станция и мобильная станция поддерживают состояние блокировки управления, в котором осуществляется связь по выделенному каналу управления. В этом состоянии мобильная станция генерирует управляющее сообщение для запроса назначения обратного канала пакетного трафика через канал УДС (BKD) и посылает его по физическому каналу на этапе 413. Затем базовая станция генерирует управляющее сообщение для назначения обратного канала пакетного трафика через выделенный канал УДС (BKD) и посылает генерированное управляющее сообщение по физическому каналу на этапе 415. После этого, на этапе 417, базовая станция и мобильная станция переходят в активное состояние, когда для передачи пакетных данных назначен канал пакетного трафика. В этом активном состоянии мобильная станция на этапе 419 инициализирует таймер T_{актив}, чтобы контролировать время, в течение которого передача пакетных данных приостанавливается. В данном случае, если к моменту истечения времени, заложенного в таймер T_{актив}, передача пакетных данных еще не окончена, активное состояние поддерживается с последующим повторением этапа 419 инициализации таймера T_{актив}.

Однако, если к моменту истечения времени, заложенного в таймер $T_{\text{актив}}$, передача пакетных данных уже окончена, то на этапе 421 мобильная станция получает информацию об этом и генерирует управляющее сообщение для запроса на освобождение канала пакетного трафика через выделенный канал УДС (ВКД) и посылает генерированное управляющее сообщение по физическому каналу на этапе 423. В ответ на управляющее сообщение базовая станция генерирует ответное управляющее сообщение для освобождения обратного канала пакетного трафика через выделенный канал УДС (ВКД) и посылает генерированное управляющее сообщение по физическому каналу на этапе 425. Таким образом, на этапе 427, базовая станция и мобильная станция, освободив обратный канал трафика и перейдя в состояние блокировки управления, готовы к переходу в следующее состояние.

Согласно фиг. 4 в ходе процедуры осуществления запроса и назначения обратного канала пакетного трафика мобильная станция генерирует сообщение запроса обратного канала пакетного трафика, включающее в себя информацию по запрашиваемой скорости передачи данных на канале, и посылает его на базовую станцию. После этого базовая станция анализирует принятое сообщение для определения, может ли она поддерживать запрашиваемый параметр, и посылает на мобильную станцию, в ответ на сообщение запроса, управляющее сообщение назначения обратного пакетного канала, упомянутое в таблице 3, согласно произведенному определению. В случае необходимости дополнительного согласования вышеупомянутые процедуры запроса и ответа могут повторяться. Кроме того, если в течение времени, отведенного на обмен пакетными данными, никакие пакетные данные не передаются, то по истечении времени, заданного посредством таймера $T_{\text{актив}}$, осуществляется процесс освобождения канала пакетного трафика.

В режиме передачи для кадра переменной длины сообщение переменной длины, отвечающее стандарту IS-95, загружается по частям в 20-миллисекундные кадры выделенного канала управления согласно изображенному на фиг.25. Конкретно, режимы передачи могут включать в себя режим передачи кадра без обнаружения и исправления ошибок, осуществляемого посредством ПДТВ/ОТРПДТВ (подтверждение/отрицательное подтверждение), режим, в котором ПДТВ/ОТРПДТВ осуществляется, когда сообщение переменной длины принято целиком и осуществляется повторная передача всего сообщения переменной длины, и режим, в котором ПДТВ/ОТРПДТВ осуществляется для соответствующих кадров.

В режиме передачи пользовательских данных кадры ППР, несущие пользовательский трафик, загружаются по частям в 20-миллисекундные кадры выделенного канала управления согласно изображенному на фиг.26. Режим передачи пользовательских данных можно использовать в случае, когда для передачи данных устанавливать канал пакетного

трафика невыгодно по причине малого объема данных, подлежащих передаче.

Теперь перейдем к описанию физического устройства для передачи кадров выделенного канала управления в системе мобильной связи МДКР, в которой используется вышеописанный выделенный канал управления.

Прежде всего, опишем устройство передачи кадров для прямого выделенного канала управления со ссылкой на фиг.5А и 5Б. Согласно фигурам буфер 511 управляющего сообщения предназначен для временного хранения управляющего сообщения, передаваемого по выделенному каналу управления. Объем буфера 511 управляющего сообщения должен быть таким, чтобы в нем мог храниться один или несколько кадров второй длины, равной 20 мс. Кроме того, буфер 511 управляющего сообщения предназначен для согласования передачи управляющего сообщения от процессора верхнего уровня к контроллеру 513 модема. В данном случае после сохранения управляющего сообщения в буфере 511 управляющего сообщения процессор верхнего уровня устанавливает в информации заголовка флаг для различения кадров длиной 5 мс и 20 мс в соответствии с типом сообщения, а контроллер 513 модема ликвидирует этот флаг после считывания управляющего сообщения, чтобы предотвратить повторную запись и повторное чтение.

Прочитав управляющее сообщение, хранящееся в буфере 511 контрольного сообщения, контроллер 513 модема анализирует заголовок управляющего сообщения для обнаружения типа сообщения, выводит сообщение (или полезную нагрузку), подлежащее передаче по выделенному каналу управления, в соответствии с обнаруженным типом сообщения, и выводит сигнал управления, соответствующий обнаруженному типу сообщения. В данном случае, сигнал управления, генерируемый контроллером 513 модема, представляет собой сигнал выбора кадра, предназначенный для выбора между кадрами первой и второй длины. Что касается типа сообщения, управляющее сообщение может являться первым управляющим сообщением, передаваемым посредством кадров длиной 5 мс, которое изображено на фиг.2А, или вторым управляющим сообщением, передаваемым посредством кадров длиной 20 мс, которое изображено на фиг.25, и объем управляющих данных, выводимых из контроллера 513 модема, зависит от результата анализа. Таким образом, в случае передачи управляющего сообщения посредством кадров длиной 5 мс контроллер 513 модема выводит 24-битовые данные, структура которых представлена в таблице 3; в случае передачи управляющего сообщения посредством кадров длиной 20 мс, контроллер 513 модема выводит 172-битовые данные. Кроме того, контроллер 513 модема определяет отсутствие/наличие управляющего сообщения с целью управлять выходным сигналом выделенного канала управления. Таким образом, при наличии управляющего сообщения, подлежащего передаче, контроллер 513 модема генерирует первый сигнал управления коэффициентом

усиления и при отсутствии сигнала управления, подлежащего передаче, генерирует второй сигнал управления коэффициентом усиления для подавления (блокировки) сигнала, передаваемого по выделенному каналу управления. В данном случае сигналы управления коэффициентом усиления являются сигналами управления выходным сигналом, предназначенные для управления выводом передаваемого сигнала на выделенный канал управления. Хотя описание настоящего изобретения базируется на варианте реализации, в котором предусмотрен контроллер коэффициента усиления, установленный до растяжителя, также допустимо устанавливать контроллер коэффициента усиления после растяжителя.

Генератор 515 ЦИК (циклического избыточного кода) добавляет биты ЦИК к управляющему сообщению, выводимому из контроллера 513 модема, что дает возможность определять на приемнике качество кадра (т.е. определять, содержит ли кадр ошибку). Конкретно, в случае 5-миллисекундного кадра генератор 515 ЦИК по сигналу управления контроллера 513 модема генерирует 16-битовый ЦИК для вывода 40-битового управляющего сообщения; в случае 20-миллисекундного кадра генератор 515 ЦИК генерирует 12-битовый ЦИК для вывода 184-битового управляющего сообщения.

Генератор 517 хвостовых битов генерирует хвостовые биты, необходимые для окончания кода исправления ошибок. Генератор 517 хвостовых битов анализирует выходной сигнал генератора 515 ЦИК для генерирования хвостовых бит в соответствии с произведенным анализом и добавляет генерированные хвостовые биты к выходному сигналу генератора 515 ЦИК. Конкретно, генератор 517 хвостовых битов генерирует 8 хвостовых битов и добавляет их к выходному сигналу генератора 515 ЦИК. Поэтому в случае передачи управляющего сообщения посредством кадров длиной 5 мс управляющее сообщение, выводимое из генератора 517 хвостовых битов, состоит из 48 битов, что представлено на фиг.2А под номером 212. В случае же передачи управляющего сообщения посредством кадров длиной 20 мс управляющее сообщение, выводимое из генератора 517 хвостовых битов, состоит из 192 битов, что представлено на фиг.2Б под номером 222.

Кодер 519 кодирует выходной сигнал генератора 517 хвостовых битов. Кодер 519, используемый в данном варианте реализации, представляет собой общепринятый кодер или турбокодер, использующий коэффициент кодирования 1/3. Перемежитель 521 осуществляет перемещение кодированных

данных управления, выводимых из кодера 519. Иными словами, перемежитель 521 изменяет расположение битов в кадровой единице сообщения для повышения устойчивости к пакету ошибок.

Генератор 515 ЦИК, генератор 517 хвостовых битов, кодер 519 и перемежитель 521 образуют блок 550 генерирования управляющего сообщения, предназначенный для генерирования управляющего сообщения и передачи генерированного управляющего сообщения по физическому каналу. На фиг.5А

изображен пример структуры, в которой блок 550 генерирования управляющего сообщения обрабатывает управляющие сообщения, передаваемые посредством как 5-миллисекундного, так и 20-миллисекундного кадров. Однако передающее устройство может включать в себя столько блоков генерирования управляющего сообщения, сколько размеров кадра управляющего сообщения обрабатывается на выделенном канале управления, и для генерирования управляющего сообщения задействовать блок генерирования управляющего сообщения, соответствующий длине кадра, подлежащего передаче, по выбору, осуществляемому контроллером 513 модема. В этом случае соответствующий блок генерирования управляющего сообщения должен включать в себя генератор ЦИК, генератор хвостовых битов, кодер и перемежитель, отвечающие длине кадра соответствующего управляющего сообщения.

Блок 523 отображения сигнала преобразует передаваемый сигнал путем преобразования логической "1" сигнала передачи в "1" и логического "0" сигнала передачи в "11". Контроллер 525 коэффициента усиления, умножитель коэффициента усиления, формирует или блокирует путь для передаваемого управляющего сообщения выделенного канала управления в соответствии с сигналом УУ управления коэффициентом усиления, поступающим от контроллера 513 модема. Таким образом, контроллер 525 коэффициента усиления осуществляет режим ПП (прерывистой передачи), в котором при наличии управляющего сообщения, подлежащего передаче, формирование пути на выделенном канале управления производится в соответствии с сигналом управления коэффициентом усиления, и при отсутствии управляющего сообщения, подлежащего передаче, путь выделенного канала управления блокируется.

Последовательно-параллельный преобразователь (П/П) 527 мультиплексировывает символы управляющего сообщения, выводимого из контроллера 525 коэффициента усиления, с целью распределения их по растяжителям соответствующих каналов В4 связи. Согласно данному варианту реализации согласовано, например, 3 канала В4 связи. В этом случае, каждый из 3 каналов В4 связи имеет две фазовые ветви (т.е. ветви I и Q). Поскольку управляющее сообщение, передаваемое посредством кадра длиной 5 мс, состоит из 144 символов, число символов, выводимых через ветви I и Q каждого из каналов В4 связи, составляет 24. Далее, поскольку управляющее сообщение, передаваемое посредством кадров длиной 20 мс, состоит из 576 символов, число символов, выводимых через ветви I и Q каждого из каналов В4 связи, составляет 96. Иногда выделенный канал управления может использовать единственный канал В4 связи. В этом случае П/П преобразователь 527 просто выполняет функцию распределения по ветвям I и Q единственного канала В4 связи. "Компостер" 529 БУМ (бит управления мощностью) "композирует" управляющий бит, подлежащий передаче на мобильную станцию по прямой линии связи. В данном случае

управляющий бит может представлять собой бит управления мощностью (БУМ), предназначенный для управления мощностью обратной линии связи мобильной станции.

На фиг. 5Б изображен растяжитель, предназначенный для растяжки символов, выводимых из компрессора 529 БУМ. Согласно данному варианту реализации предусмотрено количество растяжителей, равное количеству каналов ВЧ связи. Для удобства объяснения на фиг. 5Б изображена структура растяжителя, отвечающего отдельному каналу ВЧ связи. Согласно фиг. 5Б генератор 535 ортогонального кода генерирует ортогональный код, используемый для выделенного канала управления. В данном случае, ортогональный код может представлять собой код Уолша или квазиортогональный код. Умножители 531 и 533 осуществляют умножение ортогонального кода, выдаваемого генератором 535 ортогонального кода, на соответствующие сигналы ветвей I и Q соответственно с целью выдачи растянутых сигналов управления для выделенного канала управления прямой линии связи. Хотя описание изобретения опирается на вариант реализации, согласно которому растяжка ортогонального кода осуществляется с использованием модуляции DBM (двочисная фазовая манипуляция), растягивать ортогональный код можно также с использованием модуляции KQAM (квадратурная фазовая манипуляция).

При выполнении растяжки сигналов ветвей I и Q на модулятор 537 поступают коды ПШ (псевдослучайная шумовая последовательность) ПШ₁ и ПШ₂, выдаваемые необозначенным генератором ПШ последовательности. В качестве модулятора 537 можно использовать комплексный умножитель.

Согласно фиг. 5А и 5Б при использовании квазиортогонального кода число кодовых каналов можно увеличить за счет скорости ПИО. Кроме того, на прямой линии связи можно предотвратить флуктуацию мощности, происходящую из-за компрессирования бита управления мощностью, посредством разнесения кадра уровня кодового бита.

Согласно фиг. 5А длину кадра (5 мс или 20 мс) управляющего сообщения, подлежащего передаче, определяет контроллер 513 модема. Это значит, что контроллер 513 модема определяет длину кадра путем проверки информации заголовка на предмет, является ли управляющее сообщение, хранящееся в буфере 511 управляющего сообщения, 24-битовым управляющим сообщением фиксированной длины или управляющим сообщением переменной длины. Если информация заголовка представляет 24-битовое управляющее сообщение фиксированной длины, контроллер 513 модема определяет, что управляющее сообщение имеет длину кадра, равную 5 мс. Если информация заголовка представляет управляющее сообщение переменной длины, контроллер 513 модема определяет, что управляющее сообщение имеет длину кадра, равную 20 мс. Контроллер 513 модема генерирует сигнал управления блоком 550 генерирования управляющего сообщения в соответствии с произведенным определением длины кадра. В данном случае цифры в подблоках 515, 517, 519 и 521 блока

550 генерирования управляющего сообщения выражают число битов, соответствующих длине кадра, для кадра длиной 5 мс используются верхние параметры, а для кадра длиной 20 мс используются нижние параметры.

Кроме того, контроллер 513 модема управляет выделенным каналом управления в режиме ПП. Таким образом, согласно преимущественному варианту реализации, сообщение сигнализации и сообщение, касающееся УДС, используемые для обслуживания передачи данных передаются/принимаются по выделенному каналу управления, что способствует эффективному использованию пропускной способности канала. Структура системы IS-95 обеспечивает мультимплексирование голосового трафика и трафика сигнализации, в результате чего для обслуживания передачи данных голосовой и сигнальный каналы должны быть нормально открыты. Однако, поскольку выделенный канал управления, отвечающий изобретению, работает в режиме ПП, нет необходимости держать канал для управляющих сигналов нормально открытым. При отсутствии сигнальной информации, подлежащей передаче, имеется возможность подавлять мощность передачи посредством контроллера коэффициента усиления ПП и, таким образом, эффективно использовать пропускную способность радиоканала.

Что касается режима прерывистой передачи (ПП), когда выясняется, что буфер 511 управляющего сообщения не содержит управляющего сообщения, подлежащего передаче, контроллер 513 модема генерирует второй сигнал управления коэффициентом усиления с тем, чтобы контроллер 525 коэффициента усиления поддерживал выходной сигнал выделенного канала управления равным "0". Таким образом, при наличии управляющего сообщения, подлежащего передаче, контроллер 513 модема генерирует первый сигнал управления коэффициентом усиления ($U_{\text{У}} = \text{заданный коэффициент усиления}$), а при отсутствии управляющего сообщения, подлежащего передаче, генерирует второй сигнал управления коэффициентом усиления ($U_{\text{У}} = 0$). Однако в этом случае может возникнуть проблема с компрессированием БУМ. Кроме того, хотя описание изобретения опирается на вариант реализации, согласно которому режим ПП для выделенного канала управления осуществляется с использованием контроллера 525 коэффициента усиления, при отсутствии сигнала управления, подлежащего передаче по выделенному каналу управления, путь сигнала можно также блокировать с использованием переключателя.

Фиг. 5А и 5Б иллюстрируют структуру передающего устройства выделенного канала управления для прямой линии связи (от базовой станции к мобильной станции). Передающее устройство выделенного канала управления для прямой линии связи должно осуществлять операцию компрессирования БУМ с целью управления мощностью передачи мобильной станции. Однако передающее устройство выделенного канала управления для обратной линии связи (от мобильной станции к базовой станции) не

обязано осуществлять операцию компрессирования БУМ. Соответственно, передающее устройство выделенного канала управления для обратной линии связи может иметь конструкцию, изображенную на фиг.6

Согласно фиг. 6 передающее устройство выделенного канала управления для обратной линии связи имеет такую же структуру, как и передающее устройство выделенного канала управления для прямой линии связи, за исключением П/П преобразователя, структуры растяжителя и коэффициента кодирования сверточного кодера. Согласно данному варианту реализации коэффициент кодирования кодера прямой линии связи равен $1/3$, а коэффициент кодирования кодера обратной линии связи равен $1/4$.

При передаче сигнала управления с использованием обратного выделенного канала управления передающее устройство выделенного канала управления для обратной линии связи также определяет длину кадра в соответствии с размером управляющего сообщения и передает управляющее сообщение посредством кадров, длиной которых оно определило. Кроме того, передающее устройство выделенного канала управления для обратной линии связи проверяет наличие/отсутствие управляющего сообщения, подлежащего передаче по обратному выделенному каналу управления, для подавления выходного сигнала обратного выделенного канала управления при отсутствии управляющего сигнала, подлежащего передаче, чтобы путь выходного сигнала для обратного канала управления формировался только при наличии реального управляющего сообщения, подлежащего передаче.

Согласно фиг. 6 растяжитель 631 осуществляет растяжку управляющего сигнала, выводимого по выделенному каналу управления, с использованием ортогонального кода и ПШ последовательности.

Устройство для приема сигналов управления, передаваемых по прямому или обратному выделенному каналу управления, должно определять длину кадра управляющего сообщения с целью обработки управляющего сообщения. Приемное устройство выделенного канала управления для прямой или обратной линии связи может иметь конструкцию, изображенную на фиг.7А и 7Б.

На фиг. 7А и 7Б изображены приемные устройства выделенного канала управления для прямой и обратной линии связи в соответствии с настоящим изобретением.

Согласно фиг. 7А сжиматель 711 сжимает принятый сигнал с использованием ПШ последовательности и ортогонального кода для приема сигнала выделенного канала управления. Объединитель 713 разнесенных сигналов объединяет сигналы, принятые по множественным путям, полученные от сжимателя. Генератор 715 мягкого решения квантует принятый сигнал в цифровое значение нескольких уровней для декодирования принятого сигнала.

Обращенный перемежитель 717 осуществляет обратное перемежение кодированных символов, подвергнутых

перемежению в процессе передачи, чтобы восстановить первоначальную, расстановку символов. В данном случае обращенный перемежитель 717 должен осуществлять обратное перемежение как 5-миллисекундного кадра, так и 20-миллисекундного кадра, чтобы их обратное перемежение осуществлялось таким же образом, как на перемежителе передающего устройства выделенного канала управления. Поэтому, как показано на фиг.7Б, можно также использовать два обращенных перемежителя. Согласно фиг.7Б первый обращенный перемежитель 717 осуществляет обратное перемежение перемеженных данных кадра таким же образом, что и перемежитель 5-миллисекундного кадра передающего устройства выделенного канала управления. Аналогично второй обращенный перемежитель 718 осуществляет обратное перемежение перемеженных данных кадра таким же образом, что и перемежитель 20-миллисекундного кадра передающего устройства выделенного канала управления.

Таймер 719 генерирует сигнал управления декодированием данных, принятых по выделенному каналу управления, с фиксированным промежуток времени. В данном случае таймер 719 представляет собой 5-миллисекундный таймер. Первый декодер 721 включается по сигналу управления, выдаваемому таймером 719, и декодирует данные, подвергнутые обратному перемежению, поступающие от первого обращенного перемежителя 717. Первый декодер 721 декодирует первое управляющее сообщение, передаваемое посредством кадра длиной 5 мс. Второй декодер 723 включается по сигналу управления, выдаваемому таймером 719, и декодирует данные, подвергнутые обратному перемежению, поступающие от второго обращенного перемежителя 718. Второй декодер 723 декодирует второе управляющее сообщение, передаваемое посредством кадров длиной 20 мс. Первый детектор 725 ЦИК принимает выходной сигнал первого декодера 721 и проверяет ЦИК 5-миллисекундного кадра. Второй детектор 727 ЦИК принимает выходной сигнал второго декодера 723 и проверяет ЦИК 20-миллисекундного кадра. В данном случае результирующим сигналом первого и второго детекторов 725 и 727 ЦИК являются логический сигнал, принимающий значение "истина" (1) или "ложь" (0).

Блок 729 принимает решения по кадру анализирует результирующие сигналы, поступающие от первого и второго детекторов 725 и 727 ЦИК, с целью принятия решения относительно длины кадра управляющего сообщения, принимаемого по выделенному каналу управления. Блок 729 принятия решения по кадру генерирует сигнал выбора выб1 для выбора первого декодера 721, когда первый детектор 725 ЦИК выдает сигнал со значением "истина", генерирует сигнал выбора выб2 для выбора второго декодера 723, когда второй детектор 727 ЦИК выдает сигнал со значением "истина", и генерирует сигнал ОТКЛЮЧЕНИЕ с целью блокировать выходные сигналы первого и второго декодеров 721 и 723, когда первый и второй детекторы 725 и 727 ЦИК оба генерируют сигнал со значением "ложь".

Селектор 731 выбирает декодированные данные, выводимые из первого и второго декодера 721 и 723, в соответствии с выходными сигналами блока 729 принятия решения по кадру. Таким образом, селектор 731 выбирает выходной сигнал первого декодера 721, когда принятый кадр является 5-миллисекундным кадром, выбирает выходной сигнал второго декодера 723, когда принятый кадр является 20-миллисекундным кадром, и блокирует выходные сигналы обоих декодеров - первого, 721, и второго, 723 - на период времени, в течение которого управляющее соотношение не поступает.

Контроллер 733 модема сохраняет принятое управляющее соотношение в виде декодированных данных, выводимых из селектора 731, в буфере 735 управляющего сообщения. Затем процессор верхнего уровня считывает и обрабатывает управляющее соотношение, хранящееся в буфере 735 управляющего сообщения.

Теперь перейдем к описанию работы приемного устройства выделенного канала управления со ссылками на фиг.7А и 75. Сжиматель 711 принимает управляющий сигнал по выделенному каналу управления и сжимает принятый управляющий сигнал с помощью ПШ последовательности. Управляющие сигналы, принятые по выделенному каналу управления, восстанавливаются к исходному валу управляющего сообщения процесса передачи.

После этого как на мобильной станции, так и на базовой станции первый декодер 721 декодирует 5-миллисекундные кадры, а второй декодер 723 декодирует 20-миллисекундные кадры, для обработки управляющего сообщения. Первый и второй декодеры 725 и 727 ЦИК затем производят проверку декодированных данных, выводимых, соответственно, из первого и второго декодеров 721 и 723, и выводят результирующие значения на блок 729 принятия решения по кадру. В соответствии с результатами проверки ЦИК блок 729 принятия решения по кадру принимает решение, касающееся длины кадра принятого управляющего сообщения, а также относительно того, осуществляется ли передача кадра.

Обозначим результат проверки ЦИК 5-миллисекундного кадра ЦИК 5, а результат проверки ЦИК для 20-миллисекундного кадра обозначим ЦИК 20. В таблице 4 приведены сигналы выбора, генерируемые блоком 729 принятия решения по кадру.

Согласно таблице 4, когда ни ЦИК5, ни ЦИК20 не обнаружены (т.е. имеют значение "ложь"), приема данных кадра не происходит, что соответствует промежутку времени, когда передающее устройство не передает управляющее сообщение в режиме прерывистой передачи. Однако обнаружение как ЦИК5, так и ЦИК20 (т.е. оба имеют значение "истина") свидетельствует об ошибке кадра.

В течение передачи радиосигнал может включать в себя импульсные шумы, обусловленные другим электронным оборудованием и линией питания. В этом случае приемное устройство системы мобильной связи может ошибочно воспринять шумовые компоненты как данные кадра. В

результате, существует вероятность того, что детектор ЦИК выдаст выходной сигнал со значением "истина", хотя вместо эффективного кадра был принят шум.

На фиг. 8 изображено приемное устройство выделенного канала управления, отвечающее другому варианту реализации настоящего изобретения, которое включает в себя детектор кадра, предназначенный для обнаружения эффективного (или пригодного) кадра данных, когда передающее устройство системы мобильной связи осуществляет прерывистую передачу данных кадра единственной длины. Фиг. 10 представляет собой блок-схему, иллюстрирующую способ обнаружения пригодного кадра в детекторе 740 кадра, входящего в приемное устройство, изображенное на фиг.8.

Для удобства объяснения положим, что размер данных кадра, передаваемых передающим устройством, составляет 5 мс, и число декодированных символов, выводимых из декодера, равно 144.

Согласно фиг. 10, в регистре b хранится значение энергии символа, получаемое возведением в квадрат выходного сигнала объединителя 713 разнесенных сигналов, изображенного на фиг.8, а регистре S накапливается значение энергии, выводимые из регистра b, и в регистре p хранится накопленное число поступающих символов. Таким образом, в регистре b хранится значение энергии поступающих символов, а в регистре S накапливаются значения энергии символов в соответствии с числом символов, хранящихся в регистре p.

Согласно фиг. 8 и 10 принятый сигнал подвергается сжатию посредством сжимателя 711 и посредством объединителя 713 разнесенных сигналов объединяется с сигналами, принятыми по множественным путям. Затем детектор 740 кадра принимает объединенный сигнал, выводимый из объединителя 713 разнесенных сигналов, обнаруживает пригодный кадр с помощью процедуры, представленной на фиг. 10, и выводит сигнал со значением "истина" (1) или сигнал со значением "ложь" (0) в соответствии с результатами обнаружения кадра.

Затем согласно фиг. 10 детектор 740 кадра на этапе 1011 инициализирует регистр S и регистр p ($S=0$ и $p=0$). После инициализации, если объединитель 713 разнесенных сигналов генерирует выходной сигнал, детектор 740 кадра на этапе 1013 вычисляет значение энергии символа, возводя в квадрат выходной сигнал объединителя 713 разнесенных сигналов, и сохраняет значение в регистре b. На этапе 1015 детектор 740 кадра обновляет регистр S, прибавляя значение регистра b к предыдущему значению регистра S, и обновляет число поступающих символов, увеличивая значение регистра p на единицу. После увеличения значения регистра p детектор 740 кадра на этапе 1017 определяет, достигло ли значение регистра p числа 144. Таким образом, поскольку данные 5-миллисекундного кадра состоят из 144 символов, на этапе 1017 выясняется, полностью ли приняты данные 5-миллисекундного кадра. Если на этапе 1017 выясняется, что значение регистра p меньше 144, детектор 740 кадра возвращается к этапу

1013 для повторения процедуры обнаружения значения энергии поступающих символов и накопления значения регистра S, поскольку прием данных 5-миллисекундного кадра еще не завершён.

Когда, наконец, значение регистра n достигает 144, детектор 740 кадра делает вывод о полном приеме данных 5-миллисекундного кадра и сравнивает на этапе 1019 значение, накопленное в регистре S, с пороговым значением. В данном случае пороговое значение установлено равным минимальному значению энергии 5-миллисекундного пригодного кадра, и его можно использовать в качестве опорного значения для принятия решения о приеме 5-миллисекундного кадра. Если в результате сравнения оказывается, что значение регистра S больше порогового значения, детектор 740 кадра переходит к этапу 1021, чтобы вывести на блок 730 принятия решения по кадру сигнал со значением "истина", если оказывается, что значение регистра S меньше порогового значения, то детектор 740 кадра переходит к этапу 1023, чтобы вывести на блок 730 принятия решения по кадру сигнал со значением "ложь". Когда на блок 730 принятия решения по кадру поступает сигнал со значением "ложь", передающее устройство осуществляет режим прерывистой передачи, подавая передачу управляющего сообщения.

Когда в соответствии с процедурой, представленной на фиг.10, детектор 740 кадра генерирует сигнал со значением "истина" или сигнал со значением "ложь", блок 730 принятия решения по кадру посредством процедуры, представленной на фиг.12, генерирует сигнал управления для осуществления выбора длины кадра. Фиг.12 представляет собой блок-схему, иллюстрирующую способ принятия решения относительно длины кадра и его наличия, осуществляемого блоком 730 принятия решения, изображенным на фиг.8.

Согласно фиг.12 блок 730 принятия решения по кадру, на этапе 1211, определяет, выдает ли детектор 740 кадра сигнал, имеющий значение "истина". Если поступивший сигнал обнаружения кадра имеет значение "истина", блок 730 принятия решения по кадру на этапе 1213 проверяет значение сигнала, выдаваемого детектором 725 ЦИК. Если на этапе 1213 выясняется, что сигнал, поступивший от детектора 725 ЦИК, имеет значение "истина", блок 730 принятия решения по кадру на этапе 1215 генерирует сигнал ВКЛЮЧЕНИЕ, подаваемый на селектор 731, после чего процедура заканчивается. Однако, если на этапе 1211 выясняется, что поступивший сигнал обнаружения кадра не имеет значение "истина", блок 730 принятия решения по кадру генерирует сигнал ОТКЛЮЧЕНИЕ, подаваемый на селектор 731, после чего процедура заканчивается. Кроме того, если на этапе 1213 выясняется, что выходной сигнал детектора 725 ЦИК не имеет значение "истина", блок 730 принятия решения по кадру генерирует сигнал ОТКЛЮЧЕНИЕ, подаваемый на селектор 731, после чего процедура заканчивается. В данном случае блок 730 принятия решения по кадру может принимать решение о том, происходит или не происходит прием данных кадра, опираясь

только на выходной сигнал детектора 740 кадра.

Затем селектор 731 выбирает выходной сигнал детектора 721 для подачи его на контроллер 733 модема или управляет (в смысле блокировки) подачей выходного сигнала декодера 721 в соответствии с сигналом ВКЛЮЧЕНИЕ или ОТКЛЮЧЕНИЕ, которые выдает блок 730 принятия решения по кадру.

При описании фиг.8, 10 и 12 предполагалось, что принимаемый кадр имеет длину 5 мс. Однако представленный выше способ обнаружения кадра и принятия решения по кадру с тем же успехом можно применять к кадрам, имеющим иную длину. Таким образом, в случае 20-миллисекундного кадра обращенный перемешатель 717, декодер 721 и детектор 725 ЦИК, изображенный на фиг.8, модифицируются для приема и обработки 20-миллисекундного кадра, а детектор 740 кадра обнаруживает кадр в соответствии с процедурой, представленной на фиг.11. Таким образом, в случае 20-миллисекундного кадра, когда число символов, выводимых из кодера передающего устройства, равно 576, детектор 740 кадра накапливает значение энергии символов, принятых в течение продолжительности 576 символов, и сравнивает накопленное значение с пороговым значением, чтобы определить, обнаружен кадр или нет. В данном случае пороговое значение для 20-миллисекундного кадра может устанавливаться равным минимальному значению энергии 20-миллисекундного пригодного кадра и использоваться в качестве опорного значения для определения наличия приема данных 20-миллисекундного кадра.

В таблице 5 приведены результаты принятия решения, осуществляемого блоком 730 принятия решения по кадру на основании выходных сигналов детектора 740 кадра и детектора 725 ЦИК, согласно процедуре, представленной на фиг.12.

Согласно таблице 5, когда оба выходных сигнала детектора 740 кадра и детектора 725 ЦИК не имеют значение "истина", блок 730 принятия решения по кадру делает вывод, что передающее устройство не передает кадр сообщения ("Нет кадра") или что кадр содержит ошибку ("Ошибочный кадр"). Согласно данному варианту реализации, когда оба выходных сигнала - детектора 740 кадра и детектора 725 ЦИК - имеют значение "ложь", блок 730 принятия решения по кадру делает вывод, что передающее устройство не передает кадр сообщения; когда один из выходных сигналов, либо детектора 740 кадра, либо детектора 725 ЦИК, является ложным сигналом, блок 730 принятия решения по кадру делает вывод, что соответствующий кадр сообщения является ошибочным кадром.

На фиг.9 изображено приемное устройство, отвечающее еще одному варианту реализации настоящего изобретения, которое включает в себя два детектора кадра, предназначенных для обнаружения кадра, имеющих две разные длины. Фиг.11 представляет собой блок-схему, иллюстрирующую способ обнаружения пригодного кадра, осуществляемый во втором детекторе 741

кадра, изображенном на фиг.9

В нижеследующем описании предполагается, что первый и второй кадр имеют длину соответственно 5 мс и 20 мс. Далее, первый кадр длиной 5 мс и второй кадр длиной 20 мс состоят соответственно из 144 символов и 576 символов.

Согласно фиг. 9 приемное устройство включает в себя первый детектор 743 кадра и второй детектор 741 кадра, предназначенные для приема кадров, имеющих разную длину. Остальные структуры остаются такими же, как на фиг.8. Согласно фиг. 9 первый детектор 743 кадра является детектором 5-миллисекундного кадра, а второй детектор 741 кадра является детектором 20-миллисекундного кадра. Первый детектор 743 кадра осуществляет те же операции, представленные на фиг.10, что и детектор 740 кадра, изображенный на фиг.8.

Аналогично второй детектор 741 кадра принимает выходной сигнал объединителя 713 разнесенных сигналов, обнаруживает пригодный второй кадр в соответствии с процедурой, представленной на фиг.11, и выводит сигнал, способный принимать значения "истина" или "ложь" в зависимости от результатов обнаружения. Этапы 1111-1115, обозначенные на фиг.11, идентичны этапам 1011-1015, обозначенным на фиг. 10. Однако второй детектор 741 кадра повторяет этапы 1113 и 1115 до тех пор, пока на этапе 1117 не обнаружится, что значение регистра R достигло 576. После этого второй детектор 741 на этапе 1119 сравнивает накопленное значение регистра S с пороговым значением с целью определить, превышает ли оно накопленное значение регистра S пороговое значение. Если в результате сравнения обнаруживается, что значение регистра S больше порогового значения, то второй детектор 741 кадра на этапе 1121 выдает на блок 750 принятия решения по кадру сигнал, имеющий значение "истина", если значение регистра S меньше порогового значения, второй детектор 741 кадра переходит к этапу 1123 и выдает на блок 750 принятия решения по кадру сигнал со значением "ложь".

Получив от первого 743 и второго 741 детекторов кадра сигнал со значением "истина" или "ложь", блок 750 принятия решения по кадру осуществляет процедуру, представленную на фиг.13. Фиг.13 представляет собой блок-схему, иллюстрирующую способ определения длины кадра, осуществляемого блоком 750 принятия решения по кадру, изображенным на фиг.9.

Согласно фиг.13 на этапе 1311 блок 750 принятия решения по кадру проверяет, имеет ли сигнал, поступающий от первого 743 и второго 741 детекторов кадра, значение "истина". В случае поступления сигнала обнаружения кадра, имеющего значение "истина", блок 750 принятия решения по кадру на этапе 1313 определяет, от обоих ли, первого 743 и второго 741 детекторов кадра, поступили сигналы обнаружения кадра в значении "истина". Если выясняется, что от обоих, первого 743 и второго 741 детекторов кадра, поступили сигналы обнаружения кадра в значении "истина", блок 750 принятия решения по кадру на этапе 1315 проверяет, выдает ли первый детектор 725 ЦИК сигнал, имеющий значение "истина". Когда от первого

детектора 725 ЦИК поступает сигнал, имеющий значение "истина", блок 750 принятия решения по кадру переходит к этапу 1317, чтобы определить, выдает ли второй детектор 727 ЦИК сигнал, имеющий значение "истина". Когда от обоих, первого 725 и второго 727 детекторов ЦИК поступают сигналы со значением "истина", блок 750 принятия решения по кадру генерирует на этапе 1319 сигнал выбора вы62 для подачи на селектор 731 с тем, чтобы селектор 731 выбрал выходной сигнал второго декодера 723 и подал выбранный кадр на контроллер 733 модема.

Однако, если на этапе 1315 выясняется, что сигнал, поступающий от первого детектора 725 ЦИК, не имеет значение "истина", то блок 750 принятия решения по кадру проверяет на этапе 1321, имеет ли сигнал, поступающий от второго детектора 727 ЦИК, значение "истина". Если в результате проверки оказывается, что поступающий сигнал имеет значение "истина", то блок 750 принятия решения по кадру переходит к этапу 1319 и генерирует сигнал выбора вы62 для подачи на селектор 731. По сигналу выбора вы62 селектор 731 выбирает выходной сигнал второго декодера 723 и выводит выбранный сигнал на контроллер 733 модема. Однако, если на этапе 1321 выясняется, что выходной сигнал второго детектора 727 ЦИК имеет значение "ложь", селектор 731 выдает сигнал ОТКЛЮЧЕНИЕ и заканчивает процедуру. В этом случае селектор 731 не выбирает ни один из выходных сигналов первого и второго декодеров 721 и 723. Таким образом, на контроллер 733 модема не поступает никаких данных.

Кроме того, если на этапе 1313 выясняется, что только один из детекторов кадра, либо первый 743, либо второй 741, выдает сигнал, имеющий значение "истина", то блок 750 принятия решения по кадру определяет на этапах 1323 и 1329, поступает ли этот сигнал от первого детектора 743 кадра или от второго детектора 741 кадра. Если в результате выясняется, что сигнал со значением "истина" поступил от первого детектора 743 кадра, блок 750 принятия решения по кадру проверяет на этапе 1325, выдает ли первый детектор 725 ЦИК сигнал со значением "истина". Если выходящий сигнал первого детектора 725 ЦИК имеет значение "истина", блок 750 принятия решения по кадру генерирует на этапе 1327 сигнал выбора вы61 для подачи на селектор 731. Если же выходной сигнал первого детектора 725 ЦИК имеет значение "ложь", блок 750 принятия решения по кадру генерирует сигнал ОТКЛЮЧЕНИЕ. В результате, по сигналу выбора вы61 селектор 731 выбирает выходной сигнал первого декодера 721 для подачи на контроллер 733 модема, а по сигналу ОТКЛЮЧЕНИЕ блокирует выходные сигналы первого и второго декодеров 721 и 733.

Кроме того, блок 750 принятия решения по кадру определяет на этапе 1329, поступает ли от второго детектора 741 кадра сигнал со значением "истина". Если это так, то блок 750 принятия решения по кадру определяет на этапе 1311, выдает ли второй детектор 727 ЦИК сигнал со значением "истина". Если второй детектор 727 ЦИК выдает сигнал,

имеющий значение "истина", блок 750 принятия решения по кадру переходит к этапу 1319 и генерирует сигнал выбора выБ2 для подачи на селектор 731. Если же второй детектор 727 ЦИК выдает сигнал, имеющий значение "ложь", блок 750 принятия решения по кадру выдает на селектор 731 сигнал ОТКЛЮЧЕНИЕ, в результате, по сигналу выбора выБ2 селектор 731 выбирает выходной сигнал второго декодера 723 для подачи на контроллер 733 модема, а по сигналу ОТКЛЮЧЕНИЕ блокирует выходные сигналы первого и второго декодеров 721 и 723.

В таблице 6 представлены выходные сигналы детекторов 741 и 743 кадра, детекторов 725 и 727 ЦИК и блока 750 принятия решения по кадру в соответствии с процедурой, представленной на фиг.13.

Упоминутый в таблице 6 "Ложный кадр" означает, что передающее устройство не передает кадр сообщения (т.е. "Нет кадров") или что кадр в ходе передачи получил ошибку (т.е. "Ошибочный кадр"). В случае "Ложный кадр" блок 750 принятия решения по кадру проверяет выходные сигналы детекторов 741 и 743 кадра и детекторов 725 и 727 ЦИК, чтобы определить, соответствует ли ложный кадр состоянию "Нет кадров" или состоянию "Ошибочный кадр". Согласно данному варианту реализации блок 750 принятия решения по кадру выдает результаты принятия решения в соответствии с выходными сигналами детекторов 741 и 743 кадра и детекторами 725 и 727 ЦИК согласно таблице 7.

Выходные сигналы блока 750 принятия решения по кадру подаются на контроллер 733 модема, согласно фиг.14.

Согласно фиг. 14, когда блок 750 принятия решения по кадру генерирует сигнал выбора выБ1 или выБ2, селектор 731 выбирает декодированное сообщение для кадра, соответствующего сигналу выбора, и выводит выбранное сообщение на контроллер 733 модема. Затем контроллер 733 модема выдает принятое сообщение на процессор верхнего уровня. Однако, когда блок 750 принятия решения по кадру генерирует сигнал ОТКЛЮЧЕНИЕ, селектор 731 блокирует выходной путь декодированного сообщения. В этом случае контроллер 733 модема проверяет сигнал принятия решения по кадру, выдаваемый блоком 750 принятия решения по кадру. Когда сигнал принятия решения по кадру представляет состояние "Нет кадров", контроллер 733 модема не выдает на верхний уровень результат принятия решения, определяя, что от передающего устройства не было передано никакого сообщения. Если же сигнал принятия решения по кадру представляет состояние "Ошибочный кадр", контроллер 733 модема выдает результат принятия решения на процессор верхнего уровня, определяя, что передающее устройство пердало сообщение, но в ходе передачи в это сообщение внедрилась ошибка. Таким образом, процессор верхнего уровня получает возможность предпринять надлежащие действия в отношении ошибочного кадра.

Фиг. 15 иллюстрирует результат моделирования обработки управляющих сообщений, имеющих переменную длину

кадра, на выделенном канале управления в соответствии с настоящим изобретением. На фиг.15 изображен результат сравнения пропускной способности при использовании на выделенном канале управления и 5-миллисекундного кадра и 20-миллисекундного кадра. В данном случае прямой канал пакетного трафика характеризуется скоростью передачи данных 307,2 кбит/с, кадром фиксированной длины, равной 20 мс, и ККО (коэффициентом кадровой ошибки) 1%.

Согласно описанному выше система мобильной связи МДКР согласно настоящему изобретению имеет следующие преимущества:

(1) Управляющее сообщение, передаваемое по выделенному каналу управления, имеет разную длину в соответствии с размером управляющего сообщения, что дает возможность увеличить пропускную способность и уменьшить задержку трафика путем использования выделенного канала управления.

(2) Выделенный канал управления используется в режиме прерывистого управления в соответствии с наличием/отсутствием управляющего сообщения, подлежащего передаче.

(3) Система обеспечивает надежную передачу посредством более быстрого обнаружения и исправления ошибок по сравнению с системой IS-95. Кроме того, система эффективно использует ресурсы радиоканала благодаря применению оптимальной канальной среды и может предоставлять улучшенное голосовое обслуживание посредством выделенного канала управления, что дает возможность эффективно поддерживать сообщение IS-95.

(4) В системе мобильной связи МДКР имеется возможность снизить вероятность приема ошибочных кадров благодаря использованию результата измерения энергии кадра и результата обнаружения ошибки.

Хотя описание изобретения базируется на конкретных вариантах его реализации, специалистам очевидно, что оно допускает различные изменения в форме и деталях, не подрезающие сущности и объема изобретения, заданные в нижеприведенной формуле изобретения.

Формула изобретения:

1. Устройство для передачи данных по выделенному каналу управления для системы множественного доступа с кодовым разделением (МДКР), имеющих по меньшей мере, две различные длины кадра, содержащее контроллер модема для обнаружения типа сообщения, вывода сообщения, подлежащего передаче по выделенному каналу управления, и сигнал управления в виде сигнала выбора кадра сообщения, соответствующего обнаруженному типу сообщения, по меньшей мере один генератор сообщения, предназначенный для генерирования кадра данных сообщения, подлежащего передаче, в соответствии с сигналом выбора кадра, и расширитель, предназначенный для расширения кадра данных сообщения для выделенного канала управления.

2. Устройство по п.1, отличающееся тем, что генератор сообщения заключает в себе

генератор циклического избыточного кода (ЦИК), предназначенный для генерирования битов ЦИК для сообщения, характеризующегося длиной кадра, определенной в соответствии с сигналом выбора кадра, и для добавления к сообщению битов ЦИК, генератор хвостовых битов, предназначенный для генерирования хвостовых битов и для добавления генерированных хвостовых битов к выходному сигналу генератора ЦИК, кодер, предназначенный для кодирования данных кадра, к которым добавлены хвостовые биты, с заданным коэффициентом кодирования и перемежитель, предназначенный для изменения расположения битов в кадровой единице сообщения.

3. Устройство по п. 1, отличающееся тем, что кадр данных сообщения включает в себя кадр длиной 5 мс и кадр длиной 20 мс.

4. Устройство по п. 1, отличающееся тем, что сообщение включает в себя пользовательское управляющее сообщение, сообщение сигнализации и сообщение управления доступом к среде передачи данных UJC.

5. Устройство по п. 1, отличающееся тем, что содержит генераторы сообщений в количестве, равном числу длин кадра сообщения, подлежащего передаче.

6. Устройство по п. 1, отличающееся тем, что содержит контроллер коэффициента усиления, предназначенный для формирования или блокирования пути для управляющего сообщения, подлежащего передаче выделенного канала управления в соответствии с сигналом управления коэффициентом усиления, поступающим от контроллера модема, причем контроллер коэффициента усиления осуществляет режим прерывистой передачи (ПП), в котором при наличии сообщения, подлежащего передаче, формирование пути на выделенном канале управления производится в соответствии с сигналом управления коэффициентом усиления, в соответствии, а при отсутствии сообщения, подлежащего передаче, путь блокирует.

7. Способ передачи данных в системе множественного доступа с кодовым разделением (МДКР), имеющих, по меньшей мере, две различные длины кадра, заключающийся в том, что определяют тип сообщения, выводят сообщение, подлежащее передаче, по выделенному каналу управления, и сигнал управления как сигнал выбора кадра сообщения, соответствующий обнаруженному типу сообщения, генерируют данные кадра сообщения, подлежащего передаче в соответствии с сигналом выбора кадра сообщения, расширяют данные кадра сообщения по выделенному каналу управления.

8. Способ по п. 7, отличающийся тем, что этапы генерирования данных кадра заключают в себе этапы, при которых осуществляют генерирование битов ЦИК для сообщения, подлежащего передаче, и добавление к сообщению битов ЦИК, осуществляют генерирование хвостовых битов и добавление генерированных хвостовых битов к сообщению, к которому добавлены биты ЦИК, кодируют данные кадра, к которым добавлены хвостовые биты, с заданным коэффициентом кодирования и

осуществляют перемежение, предназначенное для изменения расположения битов в кадровой единице сообщения.

9. Способ по п. 7, отличающийся тем, что кадр данных сообщения включает в себя кадр длиной 5 мс и кадр длиной 20 мс.

10. Способ по п. 7, отличающийся тем, что сообщение включает в себя пользовательское сообщение, сообщение сигнализации и сообщение управления доступом к среде передачи данных (УДС).

11. Способ по п. 7, отличающийся тем, что контроллером формируют или блокируют пути для управляющего сообщения, подлежащего передаче, выделенного канала

управления в соответствии с сигналом управления коэффициентом усиления, поступающего от контроллера модема, причем контроллером коэффициент усиления осуществляет режим прерывистой передачи (ПП), в котором при наличии сообщения, подлежащего передаче, формируют путь на выделенном канале управления сигналом выделенного канала управления в соответствии с сигналом управления коэффициентом усиления, а при отсутствии сообщений, подлежащих передаче, путь блокируют.

12. Способ по п. 11, отличающийся тем, что коэффициент усиления передачи для сообщения равен нулю в режиме прерывистой передачи.

13. Устройство для приема сигналов управления, передаваемых по выделенному каналу управления для системы МДКР, имеющих по меньшей мере две различные длины кадра, содержащее схему, предназначенную для сканирования сигнала, первый приемник сообщения, предназначенный для обратного перемежения и декодирования скатого сигнала, характеризующегося первой длиной кадра, с возможностью выдачи первого сообщения, и для обнаружения первого сигнала обнаружения ЦИК соответствующего декодированному сигналу, второй приемник сообщения, предназначенный для обратного перемежения и декодирования скатого сигнала, характеризующегося второй длиной кадра, с возможностью выдачи второго сообщения, и для обнаружения второго сигнала обнаружения ЦИК, соответствующего декодированному сигналу, и контроллер, предназначенный для выбора между первым и вторым сообщениями в соответствии с первым и вторым сигналами обнаружения ЦИК, полученными первым и вторым приемниками сообщения.

14. Устройство по п. 13, отличающееся тем, что контроллер заключает в себе блок принятия решения по кадру, предназначенный для анализа первого и второго результатов обнаружения ЦИК и выполненный с возможностью принятия решения по кадру принятого сообщения и выдачи сигнала принятого решения по кадру, и селектор, предназначенный для выбора одного из декодированных сигналов, выводимых из первого и второго приемников сообщения, в соответствии с сигналом принятия решения по кадру.

15. Устройство по п. 13, отличающееся тем, что первая и вторая длины кадра данных сообщения составляют соответственно 5 и 20

мс.

16. Устройство для приема данных, передаваемых по выделенному каналу управления для системы МДКР, имеющих, по меньшей мере, две различные длины кадра, заключающее в себе сжиматель, предназначенный для сжатия принятого сигнала, детектор кадра, предназначенный для обнаружения энергии сжатого сигнала, характеризующегося первой и второй длинами кадра, и для выдачи первого и второго сигналов обнаружения кадра в соответствии с результатами обнаружения кадра, первый приемник сообщения, предназначенный для обращения переключения и декодирования сжатого сигнала, характеризующегося первой длиной кадра, для выдачи первого сообщения; второй приемник сообщения, предназначенный для обращения переключения и декодирования сжатого сигнала, характеризующегося второй длиной кадра, для выдачи второго сообщения; и контроллер, предназначенный для выбора между первым и вторым сообщениями в соответствии с первым и вторым сигналами обнаружения кадра детектора кадра

17. Устройство по п. 16, отличающееся тем, что контроллер заключает в себе блок принятия решения по кадру, предназначенный для анализа первого и второго сигналов обнаружения кадра с возможностью принятия решения относительно длины кадра принятого сообщения и выдачи сигнала принятия решения по длине кадра, и селектор, предназначенный для выбора одного из декодированных сигналов, выводящий из первого и второго приемников сообщения, в соответствии с сигналом принятия решения по кадру

18. Устройство по п. 16, отличающееся тем, что первая и вторая длины кадра данных сообщения составляют соответственно 5 и 20 мс.

19. Устройство по п. 16, отличающееся тем, что детектор кадра заключает в себе первый и второй детекторы кадра, причем первый детектор кадра имеет в качестве опорного значения минимальное значение энергии эффективного кадра длиной 5 мс и выполнен с возможностью сравнения значения энергии принятого кадра данных сообщения с минимальным значением энергии эффективного кадра длиной 5 мс, для генерирования первого сигнала обнаружения кадра, когда значение энергии принятого кадра данных сообщения выше минимального значения энергии эффективного кадра длиной 5 мс, при этом второй детектор кадра имеет в качестве опорного значения минимальное значение энергии эффективного кадра длиной 20 мс и сравнивает энергию принятого кадра данных сообщения с минимальным значением энергии эффективного кадра длиной 20 мс, чтобы генерировать второй сигнал обнаружения кадра, когда значение энергии принятого кадра данных сообщения выше минимального значения энергии эффективного кадра длиной 20 мс.

20. Устройство для приема данных по выделенному каналу управления для системы МДКР, имеющих, по меньшей мере, две различные длины кадра, заключающее в себе сжиматель для сжатия сигнала, принятого по

выделенному каналу управления; первый детектор кадра, предназначенный для обнаружения энергии сжатого сигнала, характеризующегося первой длиной кадра и выдачей первого сигнала обнаружения кадра в соответствии с результатом обнаружения кадра; второй детектор кадра, предназначенный для обнаружения энергии сжатого сигнала, характеризующегося второй длиной кадра и выдачей второго сигнала обнаружения кадра в соответствии с результатом обнаружения кадра; первый приемник сообщения, предназначенный для обращения переключения и декодирования сжатого сигнала, характеризующегося первой длиной кадра и выдачей первого сообщения, и для обнаружения первого сигнала обнаружения ЦИК, соответствующего декодированному сигналу, с возможностью выдачи первого сигнала обнаружения ЦИК; второй приемник сообщения, предназначенный для обращения переключения и декодирования сжатого сигнала, характеризующегося второй длиной кадра и выдачей второго сообщения, и для обнаружения второго сигнала обнаружения ЦИК, соответствующего декодированному сигналу, с возможностью выдачи второго сигнала обнаружения ЦИК; и контроллер, предназначенный для выбора между первым и вторым сообщениями в соответствии с первым и вторым сигналами обнаружения кадра и первым и вторым сигналами обнаружения ЦИК.

21. Устройство по п. 20, отличающееся тем, что первая и вторая длины кадра данных сообщения составляют соответственно 5 и 20 мс.

22. Устройство по п. 20, отличающееся тем, что контроллер заключает в себе блок принятия решения по кадру, предназначенный для анализа первого и второго сигналов обнаружения ЦИК и первого и второго сигналов обнаружения кадра, с возможностью определения, что принятый кадр имеет вторую длину кадра данных сообщения, на основании полученных второго сигнала обнаружения ЦИК и второго сигнала обнаружения кадра, с возможностью определения, что принятый кадр имеет первую длину кадра данных сообщения, на основании полученных первого сигнала обнаружения ЦИК и первого сигнала обнаружения кадра, и для определения, что принятый кадр является ошибочным кадром, на основании иных полученных сигналов обнаружения ЦИК и кадра, и селектор, предназначенный для выбора соответственно одного из декодированных сигналов, выдаваемых первым и вторым приемниками сообщения, при получении либо первого, либо второго сигнала принятия решения по кадру, и для управления выводом декодированного сигнала при получении сигнала принятия решения о наличии ошибочного кадра.

23. Устройство по п. 22, отличающееся тем, что блок принятия решения по кадру выполнен с возможностью определения отсутствия приема какого-либо кадра при отсутствии приема первого и второго сигналов обнаружения кадра, а также первого и второго сигналов обнаружения ЦИК.

24. Устройство по п. 21, отличающееся тем, что первый детектор кадра имеет в

качестве порогового значения минимальное значение энергии эффективного кадра длиной 5 мс и выполнен с возможностью сравнения значения энергии принятого кадрового сообщения с минимальным значением энергии эффективного кадра длиной 5 мс и генерирования первого сигнала обнаружения кадра, когда значение энергии принятого кадра данных сообщения выше минимального значения энергии эффективного кадра длиной 5 мс, причем второй детектор кадра имеет в качестве порогового значения минимальное значение энергии эффективного кадра длиной 20 мс и выполнен с возможностью сравнения энергии принятого кадра данных сообщения с минимальным значением энергии эффективного кадра длиной 20 мс, и генерирования второго сигнала обнаружения кадра, когда значение энергии принятого кадра данных сообщения выше минимального значения энергии эффективного кадра длиной 20 мс.

25. Способ приема данных в системе связи МДКР, имеющих, по меньшей мере, две различные длины кадра, заключающий в себе этапы, при которых осуществляют сжатие сигнала, принятого по выделенному каналу управления; обращенное перемещение сжатого сигнала, характеризующегося первой длиной кадра, декодирование сигнала, подвергнутого перемещению и характеризующегося первой длиной кадра, обнаружение первого сигнала обнаружения ЦИК, соответствующего декодированному сигналу, и выдачу первого сообщения, осуществляют обращенное перемещение сжатого сигнала, характеризующегося второй длиной кадра, декодирование сигнала, подвергнутого перемещению и характеризующегося второй длиной кадра, обнаружение второго сигнала обнаружения ЦИК, соответствующего декодированному сигналу, и выдачу второго сообщения, осуществляют выбор между первым и вторым сообщениями в соответствии с первым и вторым сигналами обнаружения ЦИК.

26. Способ приема данных в системе связи МДКР, имеющих, по меньшей мере, две различные длины кадра, при котором осуществляют сжатие сигнала, принятого по выделенному каналу управления, обнаружение энергии сжатого сигнала, характеризующегося первой и второй

длинами кадра, осуществляют выдачу первого и второго сигналов обнаружения кадра в соответствии с результатами обнаружения кадра, при этом осуществляют обращенное перемещение сжатого сигнала, характеризующегося первой и второй длинами кадра, декодирование сигналов подвергнутых перемещению, характеризующихся первой и второй длинами кадров, и осуществляют выбор между первым и вторым сообщениями в соответствии с первым и вторым результатами обнаружения кадра.

27. Способ приема данных в системе связи МДКР по выделенному каналу управления, при котором осуществляют сжатие сигнала, принятого по выделенному каналу управления, обнаружение энергии сжатого сигнала, характеризующегося первой длиной кадра и выдачей первого сигнала обнаружения кадра в соответствии с результатом обнаружения кадра, обнаружение энергии сжатого сигнала, характеризующегося второй длиной кадра и выдачей второго сигнала обнаружения кадра в соответствии с результатом обнаружения кадра, осуществляют обращенное перемещение сжатого сигнала, характеризующегося первой длиной кадра, декодируют сигнал подвергнутый обращенному перемещению, характеризующийся первой длиной кадра, осуществляют обнаружение первого сигнала обнаружения ЦИК, соответствующего декодированному сигналу, и выдачу первого сообщения, осуществляют обращенное перемещение сжатого сигнала, характеризующегося второй длиной кадра, декодируют сигнал, подвергнутый обращенному перемещению, характеризующийся второй длиной кадра, осуществляют обнаружение второго сигнала обнаружения ЦИК, соответствующего декодированному сигналу, выдачу второго сообщения и осуществляют выбор между первым и вторым сообщениями в соответствии с первым и вторым результатами обнаружения кадра и первым и вторым сигналами обнаружения ЦИК.

Приоритет по пунктам:

14 02 1998 по пп 1-15, 25;

18 04 1998 по пп 16-24 и 26 и 27

Таблица 1

Тип обслуживания	Канал прямой линии связи	Канал обратной линии связи
Голосовое обслуживание	Канал пилот-сигнала Канал голосового трафика	Канал пилот-сигнала Канал голосового трафика
Голосовое обслуживание высокого качества	Канал пилот-сигнала Канал голосового трафика Выделенный канал управления	Канал пилот-сигнала Канал голосового трафика Выделенный канал управления
Обслуживание высокоскоростной передачи пакетных данных	Канал пилот-сигнала Канал пакетного трафика Выделенный канал управления	Канал пилот-сигнала Канал пакетного трафика Выделенный канал управления
Мультимедийное обслуживание	Канал пилот-сигнала Канал голосового трафика Канал пакетного трафика Выделенный канал управления Канал поискового вызова (Общий канал управления)	Канал пилот-сигнала Канал голосового трафика Канал пакетного трафика Выделенный канал управления Канал доступа (Общий канал управления)
Обслуживание обмена короткими сообщениями	Канал пилот-сигнала Канал поискового вызова (Общий канал управления)	Канал пилот-сигнала Канал доступа (Общий канал управления)

Таблица 2

	Прямая линия связи		Обратная линия связи	
	Логический канал	Физический канал	Логический канал	Физический канал
Состояние блокировки управления	ВКД ВКС	Выделенный канал управления	ВКД ВКС	Выделенный канал управления
Активное состояние	ВКД ВКС ВКТ	Выделенный канал управления	ВКД ВКС ВКТ	Выделенный канал управления
	ВКТ	Канал пакетного трафика	ВКТ	Канал пакетного трафика

Таблица 3

Сообщение назначения обратного канала пакетного трафика (24 бит)	
Поле	Длина (бит)
Информация заголовка	5
Последовательность	3
Время начала	2
Назначенная скорость	4
Назначенная продолжительность	3
Зарезервированные биты	7

Соответствующие поля, приведенные в таблице 3, означают:

«Информация заголовка» - идентификатор, направление и тип (т.е. запрос и подтверждение) сообщения;

«Последовательность» - последовательность сообщения;

«Время начала» - время начала использования канала;

«Назначенная скорость» - скорость передачи данных по назначенному каналу;

«Назначенная продолжительность» - продолжительность использования назначенного канала.

RU 2 2 1 6 1 0 1 C 2

RU 2 2 1 6 1 0 1 C 2

Таблица 4

Детектор ЦИК		Выходные сигналы блока принятия решения по кадру	Действия селектора	Результаты принятия решения
ЦИК5	ЦИК20			
Истина	Ложь	выб1	Выбран 1й декодер	Кадр 5 мс
Ложь	Истина	выб2	Выбран 2й декодер	Кадр 20 мс
Ложь	Ложь	ОТКЛЮЧЕНИЕ	Выходы декодеров отключены	Нет кадра
Истина	Истина	X	X	X

Таблица 5

Сигналы детектора кадра	Сигналы детектора ЦИК	Команды блока принятия решения по кадру	Действия селектора	Результаты принятия решения
Ложь	Ложь	Отключить	Вых. декодера отключен	Нет кадров
Ложь	Истина	Отключить	Вых. декодера отключен	Ошибочный кадр
Истина	Ложь	Отключить	Вых. декодера отключен	Ошибочный кадр
Истина	Истина	Включить	Вых. декодера включен	Кадр принят

RU 2216101 C2

RU 2216101 C2

RU 2216101 C2

Таблица 6

Первый детектор кадра	Второй детектор кадра	Детектор ЦИК		Блок принятия решения по кадру	Селектор	Результаты принятия решения
		ЦИК5	ЦИК20			
Ложь	Ложь	X	X	ОТКЛЮ- ЧЕНИЕ	Выход декодера отключен	Ложный кадр
Истина	Ложь	Ложь	X	ОТКЛЮ- ЧЕНИЕ	Выход декодера отключен	Ложный кадр
Истина	Ложь	Истина	X	выб1	Выбран 1й декодер	Кадр 5 мс
Ложь	Истина	X	Истина	выб2	Выбран 2й декодер	Кадр 20 мс
Ложь	Истина	X	Ложь	ОТКЛЮ- ЧЕНИЕ	Выход декодера отключен	Ложный кадр
Истина	Истина	X	Истина	выб2	Выбран 2й декодер	Кадр 20 мс
Истина	Истина	Истина	Ложь	выб1	Выбран 1й декодер	Кадр 5 мс
Истина	Истина	Истина	Ложь	ОТКЛЮ- ЧЕНИЕ	Выход декодера отключен	Ложный кадр

RU 2216101 C2

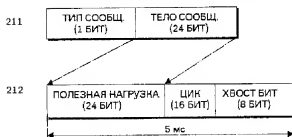
Таблица 7

Первый детектор кадра	Второй детектор кадра	Детектор ЦИК		Блок принятия решения по кадру	Селектор	Результаты принятия решения
		ЦИК5	ЦИК20			
Ложь	Ложь	X	X	ОТКЛЮ- ЧЕНИЕ	Выход декодера отключен	Нет кадра
Истина	Ложь	Ложь	X	ОТКЛЮ- ЧЕНИЕ	Выход декодера отключен	Ошиб. Кадр
Истина	Ложь	Истина	X	выб1	Выбран 1й декодер	Кадр 5 мс
Ложь	Истина	X	Истина	выб2	Выбран 2й декодер	Кадр 20 мс
Ложь	Истина	X	Ложь	ОТКЛЮ- ЧЕНИЕ	Выход декодера отключен	Ошиб. Кадр
Истина	Истина	X	Истина	выб2	Выбран 2й декодер	Кадр 20 мс
Истина	Истина	Истина	Ложь	выб1	Выбран 1й декодер	Кадр 5 мс
Истина	Истина	Истина	Ложь	ОТКЛЮ- ЧЕНИЕ	Выход декодера отключен	Ошиб. Кадр

RU 2216101 C2

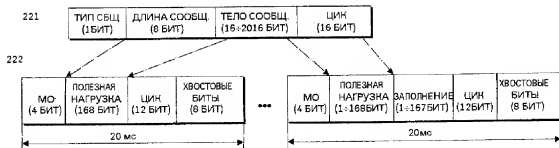
RU 2216101 C2

СООБЩЕНИЕ ФИКСИРОВАННОЙ ДЛИНЫ (ВКД)



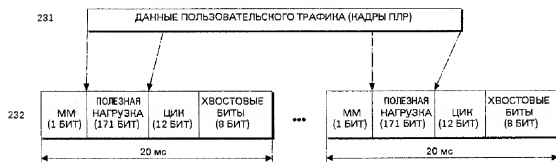
Фиг. 2А

СООБЩЕНИЕ ПЕРЕМЕННОЙ ДЛИНЫ (ВКС)



Фиг. 2Б

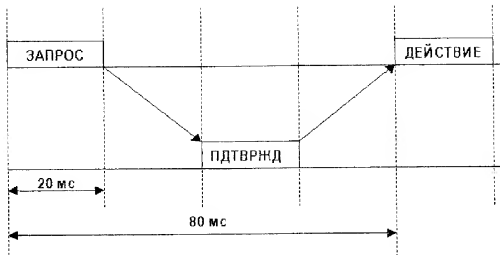
ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИЕ ДАННЫЕ (ВНТ)



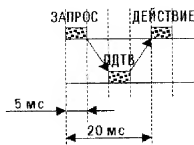
Фиг. 2В

RU 2 216 101 C 2

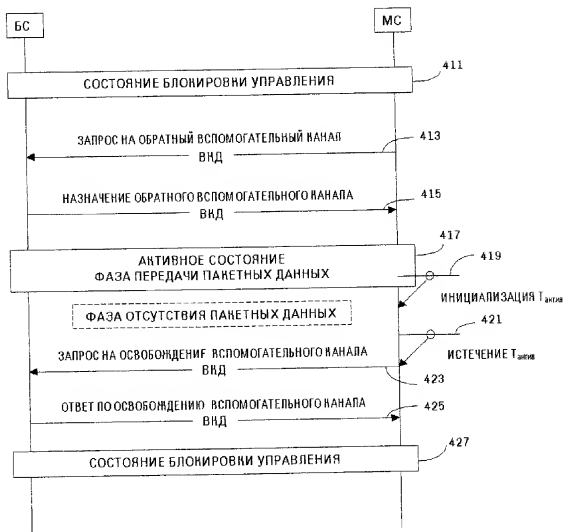
RU 2 216 101 C 2



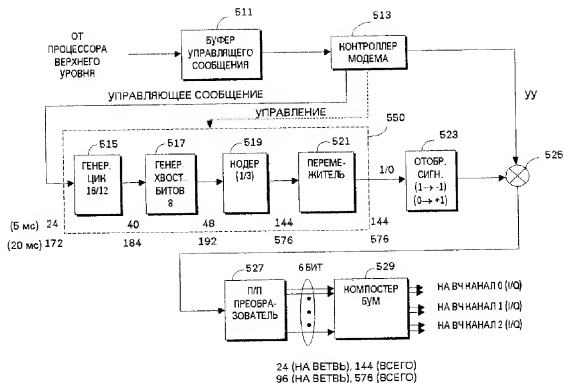
Фиг.3А



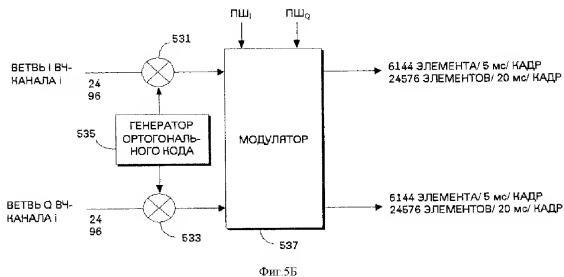
Фиг.3Б



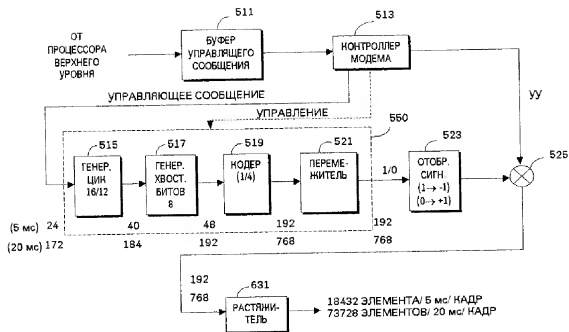
Фиг.4



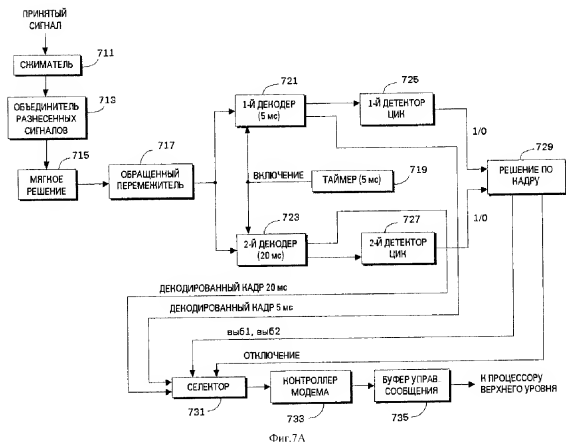
Фиг. 5А



Фиг. 5Б



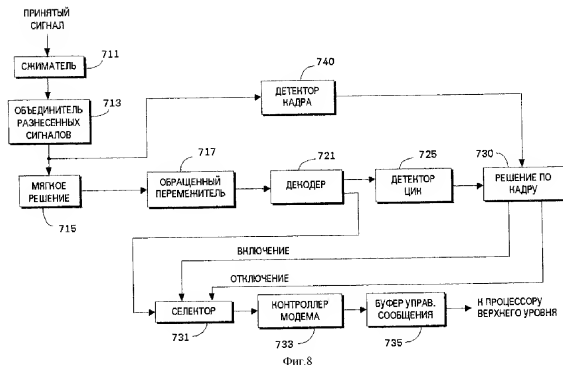
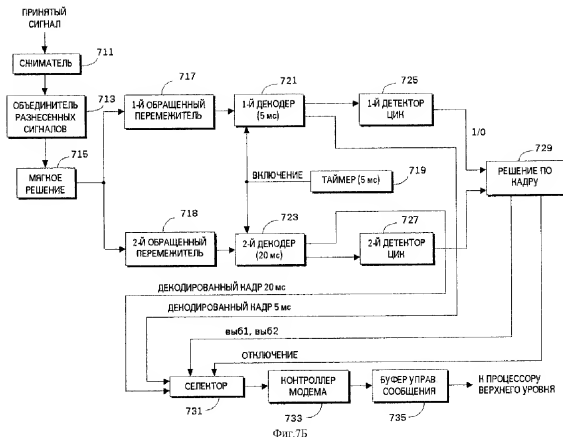
Фиг. 6

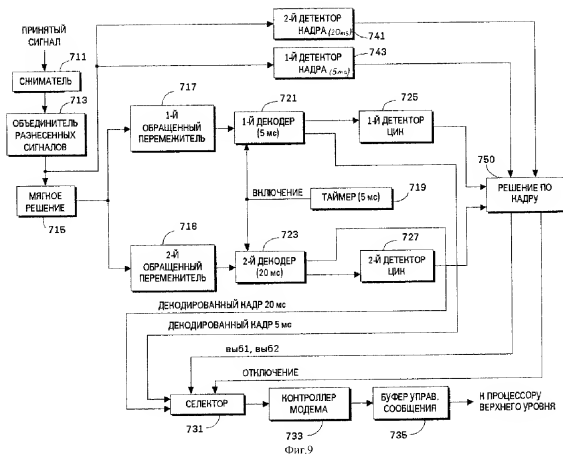


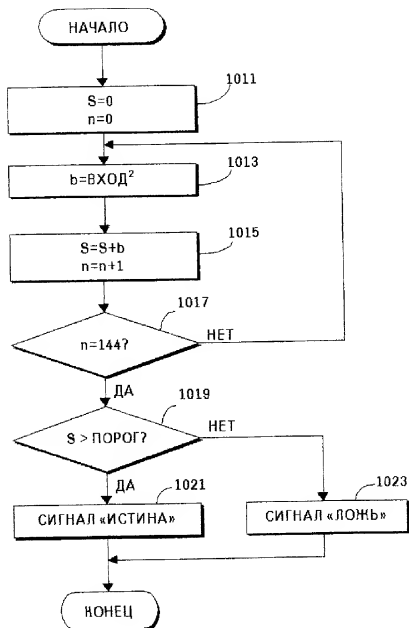
Фиг. 7А

RU 2 216 101 C2

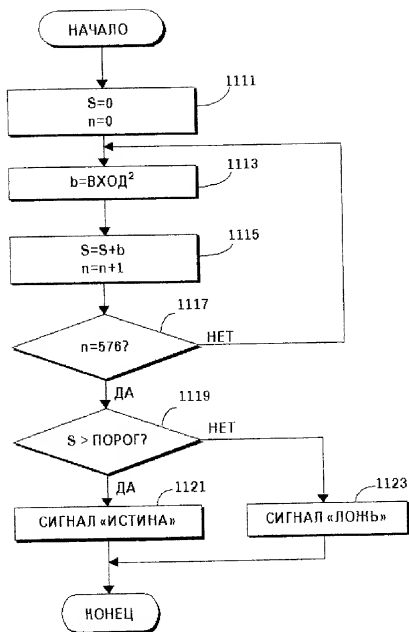
RU 2 216 101 C2



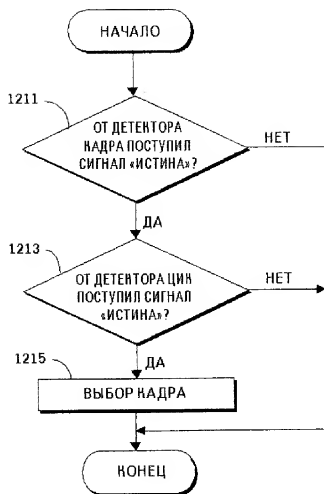




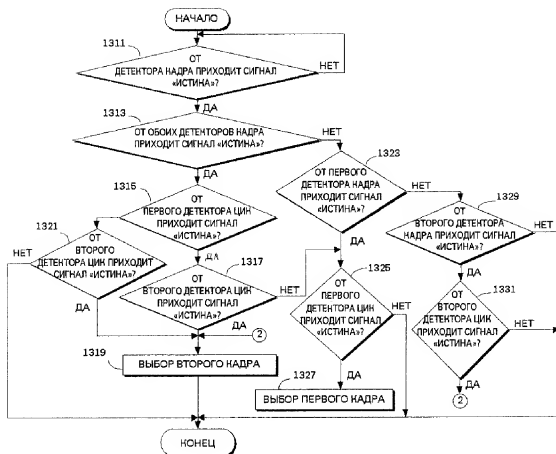
Фиг.10



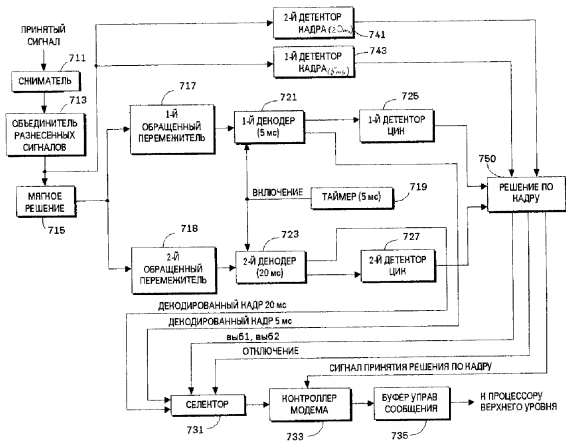
Фиг. 11



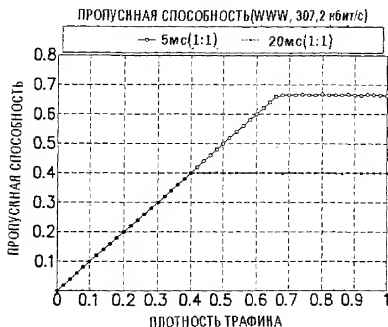
Фиг.12



Фиг.13



Фиг. 14



Фиг. 15

METHOD AND DEVICE TO WORK WITH MOBILE NODES IN MULTIPLE STATES

Publication number: RU2335864 (C2)

Publication date: 2008-10-10

Inventor(s): LAROJA RADZHIV [US]; LI TSZJUN JUW [US]; UPPALA SATIADEV VENKATA [US] +

Applicant(s): KVEHLKOMM FLEHRION TEKNOLODZHI [US] +

Classification:

- **international:** **H04B7/005; H04L12/56; H04W52/02; H04W52/60; H04W76/04; H04M1/73; H04W24/00; H04W52/08; H04W52/28; H04W68/02; H04W72/00; H04B7/005; H04L12/56; H04W52/00; H04W76/00; H04M1/72; H04W24/00; H04W68/00; H04W72/00**

- **European:** H04L12/56B; H04Q7/38C2D; H04W16/12; H04W16/14; H04W52/60

Application number: RU20050106258 20030807

Priority number(s): US20020401920P 20020808; US20020324194 20021220

Also published as:

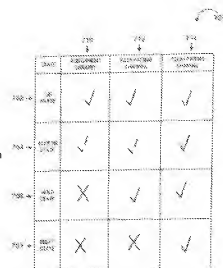
RU2005106258 (A)
US2004029586 (A1)
US6961595 (B2)
US2004106412 (A1)
US7363039 (B2)

more >>

Abstract of RU 2335864 (C2)

FIELD: information technology. **^ SUBSTANCE:**

multiple operation states of mobile communication device are used, which enable one base station to support relatively large number of mobile nodes. Different states require different portions of communication resources, for instance, bandwidth. The four supported operation states are: switched on, on hold state, standby state and access state. Each mobile node, which is switched on, is assigned a certain share of communication resources to perform transmission power control signalling, transmission timing control signalling and data transmission as parts of communication operation along the upstream data line. Each mobile node in on hold state is assigned a certain share of communication resources to perform transmission timing control signalling. It is also assigned a dedicated upstream line to request the state change, as well as common resource to transmit acknowledgements. When in standby state, a mobile node is assigned minimal resource share. The node does not perform power control signalling and timing control signalling. **^ EFFECT:** consideration of timing control signalling requirements and desirability of power control signalling in mobile communication system. **^ 32 cl, 7 dwg**



Data supplied from the **espacenet** database — Worldwide